E 1741



# telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII • TELEFOANE

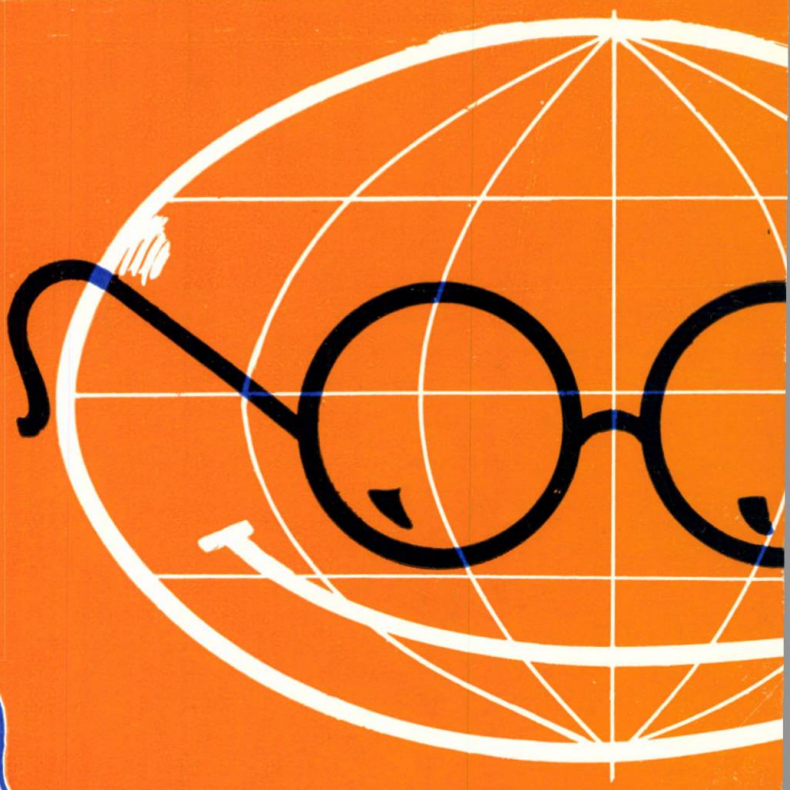
TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

1

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 1 ★ p. 1—32 ★ București ★ ianuarie 1965

# ERA COSMICĂ ÎN FILATELIE



ESTE O LUCRARE FILATELICĂ CU CARACTER MONOGRAFIC ÎNCEPÎND CU LANSAREA PRIMULUI SATELIT ARTIFICIAL AL PĂMÎNTULUI, LA 4 OCT. 1957 ŞI PÎNĂ LA ZBORUL ÎN GRUP AL COSMONAUŢILOR V. TEREŞKOVA ŞI V. BÎKOVSCHI.

Lucrarea are un cuvînt introductiv adresat cititorilor de către primul cosmonaut din lume *I. Gagarin.*

44 201

I. P. I. — c. 4703

LEI 5

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963


# telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

*Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" — Telefon: 18 25 75*

Anul 9 Nr. ianuarie



**Comitetul de redacție**

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.


## *CUPRINS*


621.39(09)

*Grigore, M.* : **Tehnică nouă, cunoștințe noi.**

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 1, pag. 1–2

---

21.396 .61

*Nistor, V.* : **Tendințe actuale în dezvoltarea emițătoarelor de mare putere.**

Se prezintă o serie de sisteme și dispozitive noi folosite în emițătoarele moderne de radiodifuziune în vederea măririi randamentului, eficacității, siguranței în exploatare și ușurării condițiilor de exploatare.

O atenție deosebită este acordată sistemului de răcire prin vaporizare, redresorilor uscați de înaltă tensiune și folosirii armonicii a treia de radiofrecvență pentru mărirea randamentului.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 1, pag. 3–9

---

621.396.6: 019.3

*Căluneanu, V.* : **Calculul siguranței de funcționare a aparaturii electronice în curs de elaborare.**

Se prezintă premizele și metodica de calcul a siguranței de funcționare a aparaturii electronice în curs de elaborare. Se propune calculul în trei etape pe parcursul procesului de elaborare a produselor: un calcul orientativ, calculul preliminar și calculul definitiv.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 1, pag. 10–14

---

621.372.41:621.396.62

*Costiner, Ed.* : **Proiectarea circuitelor de radiofrecvență ale radioreceptoarelor**

Lucrarea prezintă proiectarea circuitelor de radiofrecvență din radioreceptoare pe baza impunerii condițiilor de proiectarea oscilatorului local.

Datorită acestora se rezolvă proiectarea în cazul cuplajului capacitiv cu antena, extensiilor de bandă în unde scurte cu acord în trei sau patru puncte, a proiectării circuitelor oscilatoare care folosesc aceleași elemente pentru două game de undă și stabilește o metodă simplă de reglaj pe bază de invarianți.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 1, pag. 15–22

---

621.397.62

**NOI TELEVIZOARE ROMÎNEȘTI**

*Mihăilescu, E.* : **Televizorul VS59-641 „Cosmos 2".**

Se prezintă schema de principiu și detalii de funcționare ale noului aparat produs de uzinele Electronica.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 1, pag. 23–25

---

**NOTĂ**

*Topan, Gh.* : **Mecanizarea unor operații la lucrările de linii de telecomunicații.**

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 1, pag. 26


*La începutul noului an, comitetul de redacție și redacția revistei urează cititorilor și colaboratorilor săi ani mulți, fericiți și noi succese în muncă*


Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. – Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 – 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". – Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. – Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. – Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" – București c. 4703

## СОДЕРЖАНИЕ


621.39(09)

*Григоре, М.:* **Передовая.**

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 1 стр. 1–2

---

621.396.61

*Нистор, В.* **Современные тенденции в развитии передатчиков большой мощности.**

Представляются ряд новых систем и приспособлений применяемых в современных радиовещательных передатчиках для увеличения коеффициента полезного действия, эффективности, надежности в работе и облегчения условий эксплуатации.

Большое внимание придается системе охлаждения с испарением, сухим выпрямителям высокого напряжения и использовании третьей гармоники высокой частоты для увеличения кпд.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 1 стр. 3–9

---

621.396.6:019.3

*Кэтунеану, В.М.:* **Расчет надежности в работе разрабатываемой радиоэлектронной аппаратуры.**

Представляются начальные данные и методика расчета надежности в работе разрабатываемой радиоэлектронной аппаратуры. Предлагаестя расчет в трех этапах на протяжении процесса разработки изделий: ориентировочный, предварительный и окончательный расчеты.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 1 стр. 10–14

---

621.372.41:621.396.62

*Костинер, Е.:* **Проектирование высокочастотных контуров радиоприемников.**

Работа представляет проектирование высокочастотных контуров радиоприемников в условиях поставленных проектированием местного гетеродина.

Решается проектирование в случае емкостной связи с антенной, растяжки диапазнов на коротких волнах с сопряжением в трех или четырех точках, проектирования колебательных контуров использующих те же самые элементы для двух диапазонов волн и определяет простой метод регулировки.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 1 стр. 15–22

---

621.397.62

**Новые румынские телевизоры.**

*Михайлеску, Р.Е.:* **Телевизор VS 59—641 „Космос 2".**

Представляются принципиальная схема и принцип работы нового телевизора произведенного заводом „Электроника".

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 1 стр. 23–25

---

621.315.17:621:395

*Топан Г.:* **Механизация некоторых работ на линиях связи.**

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 1 стр. 26


## INHALTSVERZEICHNIS


621.39(09)

*Grigore, M.* **Editorial**

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), H. 1, S. 1–2

---

621.396.61

*Nistor, V.* **Aktuelle Tendenzen in der Entwicklung der Hochleistungsender.**

Es werden einige neue Verfahren und Vorrichtungen erläutert, mittels derer der Wirkungsgrad und die Zuverlässigkeit der modernen Rundfunksender erhöht und ihre Betriebsbedingungen erleichtert werden.

Besonder werden das Wasserdampfkühlungssystem, die Hochspannungs — Trockengleichrichter und die Anwendung der dritten Hochfrequenzharmonische zwecks der Verbesserung des Wirkungsgrades beschrieben.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), H. 1, S. 3–9

---

621.396.6:019.3

*Catuneanu, V. M.* **Zuverlässigkeitsberechnung der elektronischen Geräte während ihres Laborentwurfes.**

Es werden die Grundlagen und die Berechnungsmethodik der Zuverlässigkeit der elektronischen Geräte während des Laborentwurfes dargelegt. Für die Berechnung werden drei Etappen vorgeschlagen : Orientierungs-, vorläufige- und endgültige Berechnung.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), H. 1, S. 10–14

---

621.372.41:621.396.62

*Costiner, Ed.* **Der Entwurf der Hochfrequenzkreise für Rundfunkempfänger.**

Die Projektierung der Hochfrequenzkreise wird auf den Berechnungsbedingungen des Mischoszillators gegründet. Das Berechnungsproblem wird für die Fälle der kapazitiven Kopplung mit der Antenne, der in 3–4 Stellen abgestimmten Bandausdehnungen in Kurzwellenbereich und der Multiband-Schwingkreise gelöst. Es wird auch eine einfache Einstellungsmethode festgelegt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), H. 1, S. 15–22

---

621.397.62

**NEUE RUMÄNISCHE FERNSEHEMPFÄNGER**

*Mihailescu, E.* **Der Fernsehempfänger VS 59-642 „Cosmos 2".**

Das prinzipielle Schaltbild und die Funktionierungseinzelheiten des neuen, von der „Eletronica"-Werke hergestellten Gerätes werden vorgestellt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), H. 1, S. 23–25

---

621.315.17:621.395

*Topan, Gh.* **Mechanisierung einiger Verfahren bei der Arbeiten auf Freileitungen.**

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), H. 1, S. 26

# SOMMAIRE


621.39(09)

*Grigore, M.* **Editorial**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 1, p. 1–2

621.396.61

*Nistor, V.* **Tendences actuelles dans le développement des émetteurs de grande puissance.**

On présente une série de systèmes et de dispositifs nouveaux utilisés dans les émetteurs modernes de radiodiffusion afin d'élever le rendement, l'efficacité et la fiabilité et de faciliter les conditions d'exploitation.

On accorde une attention particulière au système de refroidissement par vaporisation, aux redresseurs h.t à semiconducteurs et à l'emploi de la troisième harmonique h.f. afin d'accroître le rendement.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 1, p. 3–9

621.396.6:019.3

*Catuneanu, V. M.* **Le calcul de la fiabilité de l'appareillage électronique au cours de son élaboration.**

On expose les prémises et la méthode de calcul de la fiabilité de l'appareillage électronique au cours de son élaboration. Le calcul este organisé en trois étapes pendant le procès d'élaboration : un calcul orientatif, le calcul préliminaire et le calcul définitif.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 1, p. 10–14

621.372.41:621.396.62

*Costiner, Ed.* **Le calcul des circuits h.f. des récepteurs radio.**

Le calcul des circuits h.f. des récepteurs radio est fondé sur les conditions imposées à l'ocsillateur pour le changement de fréquence.

Les problèmes du projet sont solutionnés dans le cas du couplage capacitif avec l'antenne, des extensions de la bande des ondes courtes avec accord en 3 ou 4 points, des circuits oscillants multibande. On établit une méthode de réglage aisée s'appuyant sur l'étude des invariants.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 1, p. 15–22

621.397.62

**NOUVEAUX TÉLÉVISEURS ROUMAINES**

*Mihailescu, E.* **Le téléviseur VS59-641 „Cosmos 2".**

On présente le schéma de principe et les détails de fonctionnement du nouvel appareil produit par les usines „Electronica".

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 1, p. 23–25

621.315.17: 621.395

*Topan, Gh.* **La mécanisation de quelques operations lors des travaux sur les lignes aériennes.**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 1, p. 26


# CONTENTS


621.39(09)

*Grigore, M.* **Editorial**

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 1, p. 1–2

621.396.61

*Nistor, V.* **Actual trends in high-power transmitter development.**

Some new systems and devices are presented, whose application in the modern transmitter leads to higher efficiency, reliability and maniability.

Special attention is paid to the vaporisation cooling system, to the high-voltage dry rectifiers and to the use of the third h-f harmonic for increasing the efficiency.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 1, p. 3–9

621.396.6:019.3

*Catuneanu, V. M.* **Reliability computation of the electronic equipment during its elaboration.**

Fundamentals and computing methods of the reliability of the electronic equipment during its elaboration time are presented. A three stage computation is advanced : orientative, preliminary and final reckoning.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 1, p. 10–14

621.372.41:621.396.62

*Costiner, Ed.* **Design of receiver h-f-circuitry.**

The h-f-circuitry design is grounded on the designing conditions for the local oscillator. In the paper the design is solved for the aerial capacitive coupling, for the short-wave band extensions — correctly tuned in three or four points — and for the multiband tuners. A simple adjusting method is established.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 1, p. 15–22

621.397.62

**NEW ROUMANIAN TELEVISION RECEIVERS**

*Mihailescu, E.* **The television receiver VS 59-641 „Cosmos 2".**

The structure and the functionment details of the new product of the „Electronica"-works are presented.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 1, p. 23–25

621.315.17:621.395

*Topan, Gh.* **Mechanization of some operations in the telecommunication open-wire line works.**

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 1, p 26

M. I. C. M.

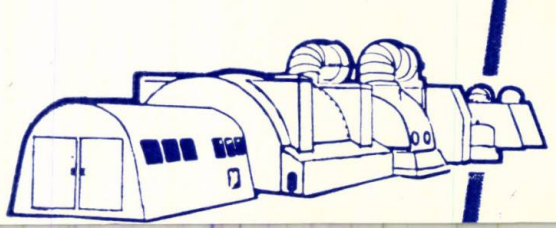
# I.C.P.E.

## INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

BUCUREȘTI, BD. T. VLADIMIRESCU 45, TELEFON 16.41.40 — 16.41.48

primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, cum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.



ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTJA 1983

**Ing. GRIGORE MARIN**
Adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor

# Tehnică nouă, cunoștințe noi

Succesul desăvîrșirii construcției socialismului este condiționat de ridicarea la maximum a productivității muncii, cu alte cuvinte de folosirea optimă a forței noastre de muncă și a mijloacelor pe care ni le oferă tehnica. Este de netăgăduit că dezvoltarea societății umane a avut loc totdeauna în sensul imprimat de progresul tehnic și că societății socialiste, nouă, îi corespunde o tehnică substanțial înoită jalonată de generalizarea electronicii în toate domeniile industriale, de aplicarea largă a teoriei informației, cibernetichi și sintezei rețelelor electrice și de automatizarea tot mai complexă a proceselor de producție.

Sînt mulți tehnicieni care confundă tehnica nouă cu noutățile tehnice. Un receptor radiofonic cît o cutie de țigări, un radiotelefon portativ, o ștampilă poștală cu ceasornic sînt produse industriale interesante, dar prin tehnică nouă înțelegem mai mult : o nouă orientare, noi metode și mijloace de producție de mai mare randament. Facem tehnică nouă cînd ridicăm nivelul calitativ al prestațiilor de telecomunicații, cînd realizăm instalații sigure în funcționare și cînd gospodărim și dezvoltăm mijloacele fizice în modul cel mai economic și mai eficient. Introducem tehnica nouă cînd alegem pentru lucrările noastre de dezvoltare utilajul cel mai modern, consolidăm tehnica nouă cînd organizăm întreținerea echipamentelor în modul cel mai adecvat caracteristicelor acestora, contribuim la tehnica nouă cînd normăm indicii calitativi la cel mai înalt nivel permis de performanțele echipamentului. Iar ca rezultat al înnoirii tehnice tot mai multe prestații pot fi asigurate păstrînd cantitativ aceleași forțe de muncă, dar ridicînd calificarea lucrătorilor.

Și pentru toate acestea nu ne putem conduce după inspirație. Experiența cîștigată pe vechile echipamente nu le poate fi de ajuns nici proiectanților, nici specialiștilor din întreținere. În primul rînd, se cere cunoașterea principiilor fizice și tehnice noi : funcționarea și proprietățile semiconductoarelor, principiul comutației electronice, funcționarea memoriilor electronice și magnetice, particularitățile redresoarelor useate și protecția lor, tehnica tuburilor electronice de mare putere, teoria circuitelor de codificare, de matriciere, de eșantionare, fizica microundelor etc.

În al doilea rînd trebuie privite științific problemele de ordin general pe care le-am evidențiat mai sus : importanța unui indice calitativ și toleranțele admise asupra lui se pot determina printr-un calcul ; pentru rezolvarea problemelor de încredere în funcționarea neîntreruptă a dispozitivelor electronice s-a creat o întreagă teorie a siguranței în funcționare ; noțiunile de economicitate și eficiență economică exprimă relații obiective și precise pe baza cărora se pot compara între ele diverse soluții tehnice.

Mărirea complexității prestațiilor PTTR și dispersiunea tot mai mare a echipamentelor — de pildă translatoarele de televiziune, automatizarea telefoniei în orașele mici, extinderea rețelei telex — impun noi metode de întreținere ; echipe de intervenție, separarea între munca de operator, cea de control tehnic și cea de întreținere și reparare, controlarea periodică a unităților fără personal permanent etc.

Ne-am dovedi mărginiți dacă am rămîne la vechile noastre metode și procedee. Dar ar fi lipsit de sens să pornim de la zero și să descoperim tot ce s-a înfăptuit în lume în curs de decenii ; trebuie să preluăm din tehnica mondială cele mai recente din realizările dovedite a fi fructuoase și să pornim de la acest nivel mai departe, fără a repeta cercetările întreprinse în alte țări. Astfel, de pildă, pentru automatizarea telefoniei interurbane s-a ales și se va asimila în țară tipul de echipament de la cel mai înalt nivel mondial din prezent ; de asemenea, cînd s-a trecut la fabricarea în țară a sistemelor de curenți purtători, aceste echipamente au fost concepute din capul locului tranzistorizate.

Pentru a beneficia de experiența altora, trebuie să muncim s-o cunoaștem, prin urmare să ne documentăm.

Poate că nu există ramură a tehnicii în care să se dispună de o documentație așa de bogată ca în telecomunicații. În țara noastră sosesc cam vreo sută de reviste și periodice cu caracter tehnic și de exploatare PTTR. Sute de cărți de telecomunicații îmbogățesc anual biblioteca Serviciului Documentare MTTc., accesibilă inginerilor și tehnicienilor din MTTc. și din oricare alte instituții. Prin grija Serviciului Documentare se publică bilunar buletine informative, cuprinzînd indicații despre cărțile despre cărțile și revistele recente, traduceri integrale sau parțiale de articole din revistele străine mai greu de procurat, extrase rezumative din reviste, studii de sinteză despre realizări din diverse domenii, lecții de tehnica telecomunicațiilor, la nivel înalt și mediu.

Editura MTTc. publică lucrări de sinteză privitoare la introducerea tehnicii noi în diverse sectoare din transporturi și telecomunicații, sub forma unei biblioteci tehnice. Editura tehnică asigură prin traduceri și lucrări originale, crearea unei colecții de cărți de bază în limba romînă pentru inginerul sau tehnicianul electronist și de telecomunicații. Institutul de Documentare Tehnică publică lunar broșuri cu scurte rezumate din articolele apărute în diverse reviste.

Revista „Telecomunicații" se alătură numeroaselor mijloace de propagandă tehnică, dar pe un plan întrucîtva diferit; ea este în primul rînd revistă a sectorului telecomunicații din R. P. R. De aceea în revista noastră vor avea loc în primul rînd realizările teoretice și practice autohtone și adaptările tehnicii mondiale la specificul nostru. În revistă se vor trata, în cursul anului 1965, într-un ciclu de articole probleme tehnice puse de lucrările de investiții de mare anvergură ce vor începe în curînd în telefonia interurbană și în radiodifuziune, se va continua ciclul axat pe tema siguranței în funcționare studiind aspectele acestei probleme în rețelele de telecomunicații; se vor supune opiniei cititorilor proiecte de norme pentru indici tehnici calitativi ai prestațiilor noastre.

Revista „Telecomunicații" poate fi și trebuie să fie o tribună a colaborării și a emulației dintre unitățile de poștă și telecomunicații. Pînă acum contribuțiile inginerilor din aceste unități au fost foarte rare, dînd de bănuit o totală lipsă de preocupări tehnice. Este neîndoielnic că pînă nu capătă astfel de preocupări nimeni nu poate găsi subiecte de articole sau note pentru revistă; nu e mai puțin adevărat că încercînd să intre în rîndul colaboratorilor noștri, orice inginer din exploatare ar fi antrenat spre o viață mai inginerească și spre un orizont mai științific.

Cu ce ar putea contribui un practician din aparatul tehnic PTTR, prin intermediul revistei, la creșterea culturii tehnice a colegilor săi? Prin numeroase mijloace. Mai întîi, prin descrierea amănunțită a lucrărilor tehnice la înfăptuirea cărora a luat parte; se vor indica rezultatele obținute, dificultățile întîlnite, se vor propune eventual căi mai simple de rezolvare. Astfel realizările unei direcții regionale, vor servi ca îndrumar celorlalte și se va contribui la unificarea modului de tratare a problemelor tehnice, precum și la unificarea nivelului de pregătire. Considerăm că o ilustrare pozitivă a activității unui colectiv de tehnicieni în revistă este un indice mult mai sugestiv pentru aprecierea capacității acelui colectiv decît îndeplinirea planului de venituri.

Contribuțiile cu caracter de exploatare și cele cu caracter tehnico-economic, cum ar fi cele referitoare la rentabilitate, economie, preț de cost, folosirea optimă a forțelor de muncă, ilustrînd experiența și opiniile cititorilor, vor fi totdeauna bine venite.

O altă categorie de contribuții, care dă prilej larg de evidențiere a spiritului analitic și de răspundere tehnică, este prezentarea și prelucrarea datelor statistice de exploatare: duratele de viață ale tuburilor electronice și semiconductoarelor în diverse montaje și regimuri, clasificarea defecțiunilor tehnice apărute și căile optime pentru înlăturarea lor; analiza și explicarea timpilor de întreruperi ai diferitelor categorii de instalații; reparațiile prilejuite de liniile aeriene, în funcție de vechimea lor; abaterile indicilor tehnici calitativi de la valorile măsurate, după un anumit timp de funcționare fără reglaje, și altele.

Revista noastră și-a cristalizat, după opt ani de tinerețe, atît nivelul, cît și forma. Nivelul ei superior este o necesitate de ordin tehnic și educativ; el nu are decc să îndepărteze de revistă pe tehnicienii lipsiți de pregătire universitară, deoarece nivel superior nu înseamnă vestmînt matematic, ci aprofundare a temei tratate. Este recomandabil să se evite, în articolele trimise spre publicare, demonstrațiile matematice, urmărindu-se redarea cît mai clară a rezultatelor și consecințelor fizice.

Contribuțiile expuse la un înalt nivel dar redactate clar, atrag pe cititori și-i stimulează să-și completeze pregătirea. Forma de prezentare a revistei este caracterizată prin varietate: articole, serii de articole, cronici, note, informații. Bogăția materialului ce așteaptă publicarea și multitudinea sarcinilor revistei impun concizie; introducerile matematice sau teoremele ce se pot găsi în manuale curente vor fi eliminate din articole, spre a lăsa loc mai multor lucrări originale.

Ca pentru toate revistele tehnice, obiectivul fundamental al revistei „Telecomunicații" este colaborarea la îndeplinirea sarcinilor din planul de perspectivă ale sectorului. Aceste sarcini vor fi îndeplinite de oameni, iar oamenii trebuie să fie pricepuți, pentru aceasta trebuie să învețe. Și aceasta se referă mai ales la oamenii cu bogată experiență de exploatare, dar pentru care noua tehnică este încă străină.

În unele țări s-a rezolvat neconcordanța dintre metodele tehnice nou aplicate și formația personalului prin înlocuirea acestuia: tehnică nouă, oameni noi. În opoziție cu acest mod de a proceda noi avem încredere deplină în capacitatea omenească de a se adapta progresului și de a-și însuși cele mai subtile cunoștințe pentru ca să se mențină în pas cu timpul, în condițiile pe care socialismul le asigură tuturor în țara noastră.

Ing. VASILE NISTOR

# Tendințe actuale în dezvoltarea emițătoarelor de mare putere

Aglomerarea continuă a spectrului de frecvențe rezervat radiodifuziunii și radiocomunicațiilor impune folosirea din ce în ce mai mare a emițătoarelor de mare putere, deservirea cu programe de radiodifuziune cu emițătoare din ce în ce mai multe și cu indici calitativi superiori, asigurarea legăturilor de radiocomunicații cu emițătoare moderne cu performanțe optime.

Prețul de cost foarte ridicat al marilor instalații de radioemisie și importantele cheltuieli de instalare și punere în funcțiune justifică în oarecare măsură ezitările în fața unor concepții cu totul noi cu privire la instalații. De aceea este important a cunoaște ce noutăți au introdus în construcția emițătoarelor diferiții constructori de emițătoare. Nu trebuie uitat de fapt că marile emițătoare nu se construiesc în serie, ci — fiind vorba de instalații importante, ele constituie în mare majoritate tipuri unice. De asemenea este important a ține seama că adoptarea unui sistem nou în construcția emițătoarelor implică de cele mai multe ori o reeducare profesională a personalului de deservire.

Fără a fi vorba de multe ori de noutăți care revoluționează tehnica emisiei, perfecționarea sau punerea la punct a unor procedee tehnice noi poate modifica sensibil concepția realizării unei instalații de radioemisie.

Se pot astfel desprinde o serie de tendințe moderne în evoluția instalațiilor de emisie, legate de următoarele necesități :

— sporirea randamentului global al emițătoarelor și eficacității lor ;

— reducerea volumului instalațiilor și a tipurilor de tuburi și piese de schimb ;

— sporirea accesibilității la diversele piese componente pentru ușurarea întreținerii și depanării ;

— mărirea siguranței în funcționare ;

— simplificarea instalațiilor anexe, în special a celor pentru răcirea tuburilor de putere.

### 1. AMPLASAREA PIESELOR CONSTITUTIVE A EMIȚĂTOARELOR

Concepția „monobloc" a instalațiilor se generalizează chiar pentru emițătoare pînă la 500 kW. Emițătorul se prezintă sub forma unei încăperi dreptunghiulare, în interiorul căreia se află toate piesele necesare lanțului de emisie, inclusiv redresorul de înaltă tensiune. Numai instalațiile de răcire, schimbătoarele de căldură sau ventilatoarele sînt montate în exterior. Accesul se face prin uși blocate de circuitul de automatică. Această concepție simplifică considerabil construcția clădirilor, reduce foarte mult cheltuielile de montare a pieselor din stație și zgomotul în sală.

Progresul realizat în simplificarea constructivă a pieselor și amplasarea lor rațională a dus la reducerea treptată a suprafeței ocupate de instalațiile unui emițător. De exemplu suprafața brută ocupată de un emițător de 100 kW a evoluat astfel :

— în 1940 . . . . . 800 la 1 000 m² ;
— în 1947 . . . . . 200 la 300 m² ;
— actualmente . . . . . 50 la 70 m².

### 2. COMPONENȚA LANȚULUI DE EMISIE

Etajele mici de radiofrecvență tind din ce în ce să fie aperiodice, cîștigul în tensiune fiind aproape același ca al etajelor în circuit acordat. Eliminarea armonicelor din circuitele oscilante ale etajelor mici nu este necesară atîta timp cît armonicele create de către etajul final sînt întotdeauna mai importante și trec mult mai ușor către antenă. Excitatorul este în general tranzistorizat.

Montajele simetrice ale etajelor de radiofrecvență de mare putere rămîn în general utilizate pentru frecvențe mai mari de 3 MHz, în special pentru ușurința neutrodinării. Pentru frecvențe mai scăzute se utilizează montajele asimetrice, care prezintă avantajul simplificării constructive. Acest fapt este evident în cazul utilizării unui singur tub. Cînd montajul este prevăzut cu mai multe tuburi în paralel, se realizează o mare economie, nemaifiind necesară dublarea pieselor componente ca : aparate de măsură, capacități de decuplare, șocuri de alimentare, circuite de răcire sau de protecție și automatică.

Avantajul eliminării armonicelor pare la circuitele simetrice, nu este atît de important, atîta timp cît ieșirea din emițător tot trebuie să conțină un filtru de armonice. Pe de altă parte, pentru frecvențe sub 3 MHz antenele sînt în general asimetrice, montajul asimetric al etajului final ușurînd mult construcția circuitelor de adaptare la fider și antenă.

Utilizarea condensatoarelor variabile în vid, simplifică foarte mult circuitele de radiofrecvență de putere ale etajului final și circuitele de adaptare cu fiderul și cu antena. Sînt eliminate inductanțele cu prize variabile și sistemele de comutatoare pe ramele de capacități fixe. Circuitele se pretează mai bine la telecomandă, sistemul avînd inerție mecanică mică.

### 3. TUBURILE

Utilizarea încălzirii în curent alternativ monofazat este regula generală aproape pentru toate tuburile cu încălzire directă, datorită progreselor realizate prin montaje speciale și prin

aplicarea reacției negative care elimină zgomotul de fond provenit din acest mod de încălzire.

Utilizarea filamentelor cu tungsten thoriat, chiar pentru tuburi de foarte mare putere (250 kW la purtătoare), realizează o economie importantă a puterii de încălzire (reducere cu 50% față de tuburile obișnuite), o scădere a efectului magnetron, sporirea considerabilă a duratei de funcționare a tubului și implicit creșterea siguranței în funcționare a emițătorului.

Eficiența catodului de wolfram thoriat este de 50...70 mA/W față de 4...8 mA/W la catodul cu wolfram simplu. El funcționează la temperatură mai coborîtă și contribuie la simplificarea instalației de răcire. Caracteristicile statice ale tubului prezintă liniaritate mai mare, permițînd sporirea indicilor de calitate ai emițătoarelor. Deși manevrarea lor este mai pretențioasă deoarece filamentul este mai fragil și necesită toleranțe mai severe în menținerea regimului de încălzire, avantajele arătate au făcut ca emițătoarele noi să fie echipate în majoritate cu tuburi cu tungsten thoriat.

Cele mai importante avantaje intervenite în construcția emițătoarelor de radio rămîn însă utilizarea tetrodelor de mare putere și răcirea tuburilor prin vaporizarea apei din circuitul de răcire (vapotron).

### 3.1. Utilizarea tetrodelor de mare putere

Tetrodele de mare putere prezintă foarte mari avantaje față de triodele de putere echivalentă. Cîștigul în putere foarte mare pe etaj și puterea de excitație foarte redusă permit reducerea considerabilă a numărului de etaje ale unui emițător. De exemplu firma Marconi (Anglia) își propune realizarea unui emițător de 500 kW pe unde lungi din numai trei etaje. Etajul final de radiofrecvență are puterea utilă de ieșire 500 kW, față de numai 4 kW putere de excitație. Folosind în etajul intermediar tot o tetrodă de putere, excitatorul — complet tranzistorizat — furnizează doar 5 W putere de ieșire. În aceste condiții, cîștigul de putere al etajului final este de 125, iar al prefinalului 800. Modulatorul — echipat tot cu tetrode de mare putere — nu are decît 4 etaje, pornind de la nivelul de excitație standard.

Tetrodele moderne de mare putere prezintă și avantajul unei bune separări a circuitului de la intrare față de circuitul de ieșire, între grila de comandă și anodă, ceea ce asigură o funcționare stabilă și posibilitatea unei neutrodinări de bandă largă.

În cazul unei triode de mare putere, puterea de ieșire este condiționată de limita admisibilă a puterii disipate pe grilă. În cazul tetrodei, puterea de ieșire depinde de puterea disipată pe ecran, puterea disipată pe grila de control fiind neglijabilă. Prin dispoziția internă constructivă, grila-ecran este mult mai degajată decît grila de comandă și în consecință este capabilă să piardă mult mai ușor căldura provenită din puterea disipată, decît grila de comandă a unei triode de aceleași dimensiuni fizice. La o triodă este dificil să se asigure limitarea puterii disipate pe grilă, în timp ce la tetrodă puterea disipată pe ecran se poate limita prin intermediul unei rezistențe-serie cu alimentarea în curent continuu, peste care se aplică modulația audiofrecvență.

Reducerea numărului de etaje al unui emițător prezintă și avantajul posibilității reglajului automat al frecvenței emițătorului, dispozitivele de automatizare și telecomandă simplificîndu-se mult. Puterea redusă de excitație asigură un regim de lucru ușor pentru etajele excitatoare de joasă frecvență și în consecință posibilitatea obținerii comode a indicilor tehnici calitativi ridicați.

Amplificatoarele de mare putere cu tetrode mai prezintă avantajul că protecția la suprasarcini, precum și pornirea se face prin aplicarea tensiunii de ecran în urma înaltei tensiuni pentru anodă. Aceasta ușurează regimul de lucru al contactoarelor redresorului de putere.

### 3.2. Răcirea tuburilor de putere prin vaporizarea apei (vapotron)

Procedeul constă în scufundarea anodei tubului într-o cuvă conținînd apă distilată. Căldura degajată de anodă provoacă încălzirea și apoi vaporizarea apei. Vaporii de apă sînt conduși printr-o conductă de secțiunea corespunzătoare într-un condensator, de unde apa condensată se reîntoarce în cuva tubului electronic.

Transmiterea căldurii de către o suprafață metalică scufundată în apă la presiunea atmosferică se face în funcție de temperatura metalului, ca în figura 1, unde fluxul caloric transmis este exprimat în wați pe cm² al suprafeței de contact, iar diferența de temperatură $\Delta\theta$ între suprafața metalică și temperatura apei la 100°, în grade Celsius.

Se constată că fluxul transmis crește la început foarte repede cu diferența de temperatură pînă la un maxim corespunzător lui $\Delta\theta = 25°$. În acest punct apare fenomenul de calefacție. Peste această diferență de temperatură schimbul de căldură scade repede.

În consecință, pentru tuburi a căror suprafață exterioară a anodei este cilindrică, nu este permisă depășirea acestui ecart de temperatură, răcirea devenind insuficientă. Datorită căderii bruște a curbei de răcire este necesară și în acest caz o rezervă de protecție.

Tuburile utilizate în practică au anoda îngroșată și sînt prevăzute cu aripioare scurte și masive. În aceste condiții contactul cu apa variază în funcție de punctul considerat pe

suprafața metalică. El este mai strîns la fundul aripioarelor decît la extremitățile lor. În acest mod temperatura la baza aripioarelor poate să depășească punctul de calefacție. Dacă extremitățile aripioarelor sînt la o temperatură inferioară punctului de calefacție, în lungul aripioarelor va exista o temperatură corespunzătoare punctului de calefacție și deci o suprafață pe care schimbul de căldură este foarte intens. Aceasta explică și marea capacitate de supraîncărcare a acestui sistem de răcire.

Aripioarele ca și anoda sînt din cupru și de cele mai multe ori dispuse neregulat spre a ușura acoperirea cu apă sau vapori de apă. Anoda este foarte groasă în scopul asigurării unei bune difuzări a căldurii în masa metalică și a repartizării cît mai omogene a temperaturii medii.

În figura 2 se vede o secțiune schematică a tubului numit în mod curent vapotron.

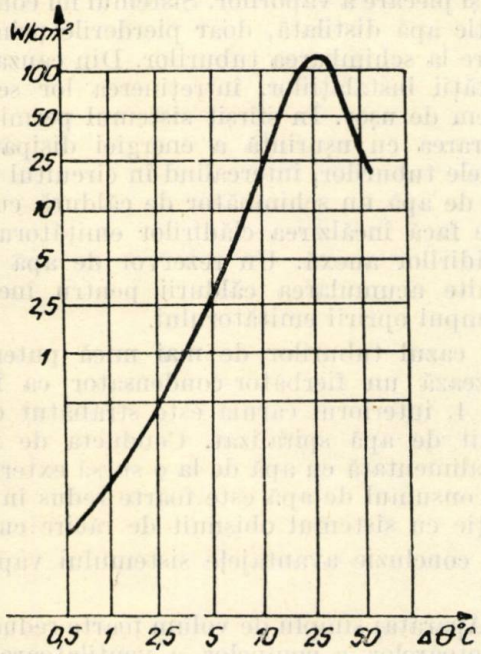



Fig. 1. *Transmisia căldurii de către o suprafață metalică scufundată în apă*

În practică, pentru funcționarea normală a unui tub vapotron, în emițător temperatura pe fața exterioară este întotdeauna inferioară la 125° (între 115° și 120° la baza aripioarelor). Această temperatură este inferioară răcirii cu aer (pînă la 180°) și depășește puțin tuburile răcite cu apă (pînă la 100°). Răcirea prin vaporizare poate evacua însă de două la trei ori mai multă căldură decît răcirea cu apă pentru același volum al anodei. De aceea răcirea prin vaporizare permite reducerea dimensiunilor tuburilor pentru aceeași putere utilă și asigură o rezervă importantă în cazul fluctuațiilor puterii disipate la diferite regimuri de funcționare ale tubului.

În figura 3 este schemată o instalație de răcire prin vaporizare. Tubul este scufundat în apa unei cuve numită fierbător și este prevăzut

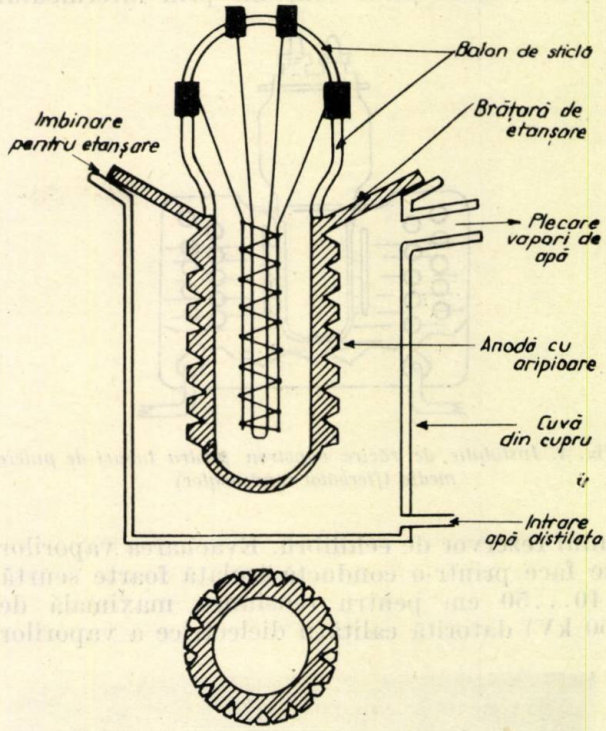



Fig. 2. *Secțiune printr-un tub vapotron*

cu un inel conic la partea superioară a anodului. Etanșarea este asigurată prin simpla greutate a tubului care calcă cu inelul conic peste o gar-

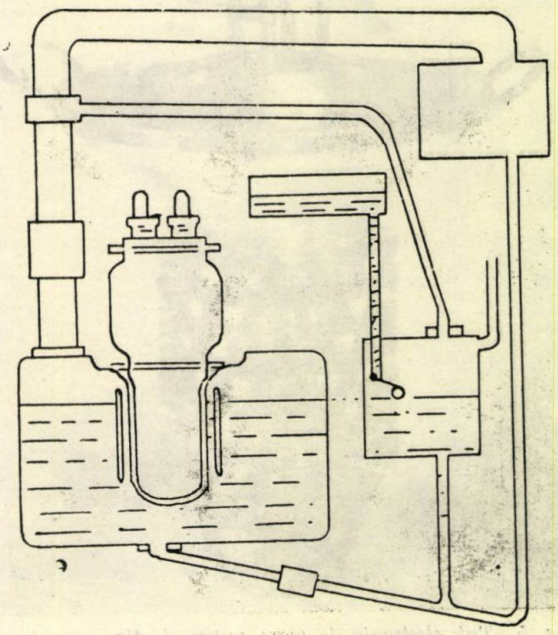


Fig. 3. *Instalație de răcire a tuburilor de putere prin vaporizarea apei (vapotron)*

nitură elastică a fierbătorului, fără a fi necesară o blocare suplimentară, deoarece presiunea în interiorul fierbătorului este foarte puțin supe-

rioară presiunii atmosferice. Schimbarea tubului în timpul exploatării emiţătorului este astfel extrem de mult simplificată. Nivelul apei în fierbător este ţinut constant prin intermediul

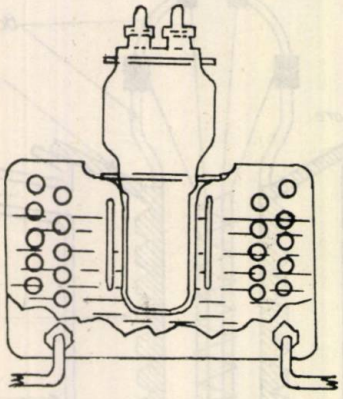


Fig. 4. *Instalaţie de răcire vapotron pentru tuburi de putere medie (fierbător-condensator)*

unui rezervor de echilibru. Evacuarea vaporilor se face printr-o conductă izolată foarte scurtă (40...50 cm pentru tensiunea maximală de 50 kV) datorită calităţii dielectrice a vaporilor

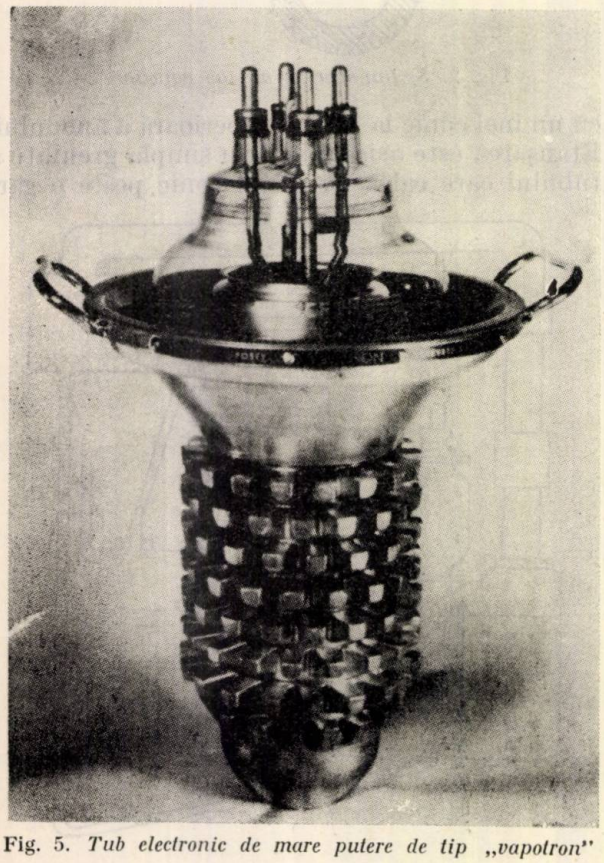


Fig. 5. *Tub electronic de mare putere de tip „vapotron"*

de apă. Apa este condensată într-un condensator cu răcire în aer liber. De obicei acest condensator este amplasat într-un coş care accelerează circulaţia naturală a aerului şi poate fi iarna blocat faţă de exterior spre a feri instalaţia de îngheţ.

Apa condensată este acumulată în rezervorul de echilibru care comunică cu fierbătorul printr-o legătură izolată relativ scurtă (60 cm pentru 50 kV) şi de diametru foarte redus, deoarece debitul de apă este foarte scăzut, comparativ cu debitul necesar răcirii clasice cu apă. De fapt, la răcirea cu apă, un gram de apă nu evacuează decît 10 ... 15 calorii, în timp ce la vapotron se evacuează cel puţin 525 calorii (căldura de vaporizare a apei), admiţînd că în rezervor apa are 100°.

Singura măsură de siguranţă a sistemului este asigurarea nivelului rezervorului de echilibru la nivelul superior al anodelor tuburilor răcite.

În cazul mai multor tuburi vapotron montate în paralel, din punct de vedere electric ele pot fi aşezate în acelaşi fierbător de formă adaptată, ceea ce simplifică conductele de sosire a apei şi plecare a vaporilor. Sistemul nu consumă practic apă distilată, doar pierderile prin evaporare la schimbarea tuburilor. Din cauza simplicităţii instalaţiilor, întreţinerea lor se face extrem de uşor. În sfîrşit sistemul permite recuperarea cu uşurinţă a energiei disipată de anodele tuburilor, intercalînd în circuitul vaporilor de apă un schimbător de căldură cu care să se facă încălzirea clădirilor emiţătorului şi a clădirilor anexă. Un rezervor de apă caldă permite acumularea căldurii pentru încălzire în timpul opririi emiţătorului.

În cazul tuburilor de mai mică putere, se utilizează un fierbător-condensator ca în figura 4, interiorul căruia este străbătut de un circuit de apă spiralizat. Conducta de răcire este alimentată cu apă de la o sursă exterioară, dar consumul de apă este foarte redus în comparaţie cu sistemul obişnuit de răcire cu apă.

În concluzie avantajele sistemului vapotron sînt :

—Aparataj simplu de volum foarte redus (lipsa motoarelor, a pompelor, a ventilatoarelor, a canalizării sub presiune etc.).

— Funcţionare statică şi fără zgomot, permiţînd o mare limită în variaţia puterii disipate.

— Posibilitatea de recuperare a energiei termice.

— Exploatare uşoară (tuburi de greutate mică uşor de manevrat, uşor de schimbat, nu este necesară curăţirea periodică a instalaţiei etc.).

### 4. SPORIREA RANDAMENTULUI TOTAL AL EMIŢĂTOARELOR

Amplificatoarele clasice de radiofrecvenţă de putere lucrează în clasa C, cu un regim astfel ales ca să se obţină un compromis între utilizarea cît mai completă a tubului şi un randament ridicat.

În figura 6 sînt reprezentate variația în timp a tensiunii anodice alternativ $U_a$, a curentului anodic $I_a$, a puterii disipate $P_d$ și a randamentului $\eta$. Notînd cu $U_{a_i}$, $I_{a_i}$, $P_{d_i}$ și $\eta_i$ valorile instantanee ale acestor parametri, ne propunem să determină valoarea instantanee a randamentului. Puterea disipată instantanee este diferența dintre puterea absorbită $E_a\ I_{a_i}$ și puterea utilă $U_a\ I_{a_i}$, unde $E_a$ este tensiunea sursei de alimentare în curent continuu:

$$P_{d_i} = (E_a - U_a)\ I_{a_i}.$$

Puterea utilă instantanee este $P_{u_i} = U_e I_{a_i}$.

iar $\eta_i$ va fi:

$$\eta_i = \frac{U_{a_i}\ I_{a_i}}{E_a\ I_{a_i}} = \frac{U_{a_i}}{E_a} = \xi.$$

Valoarea instantanee a randamentului depinde deci de factorul de utilizare a tensiunii anodice în fiecare moment ($\xi$).

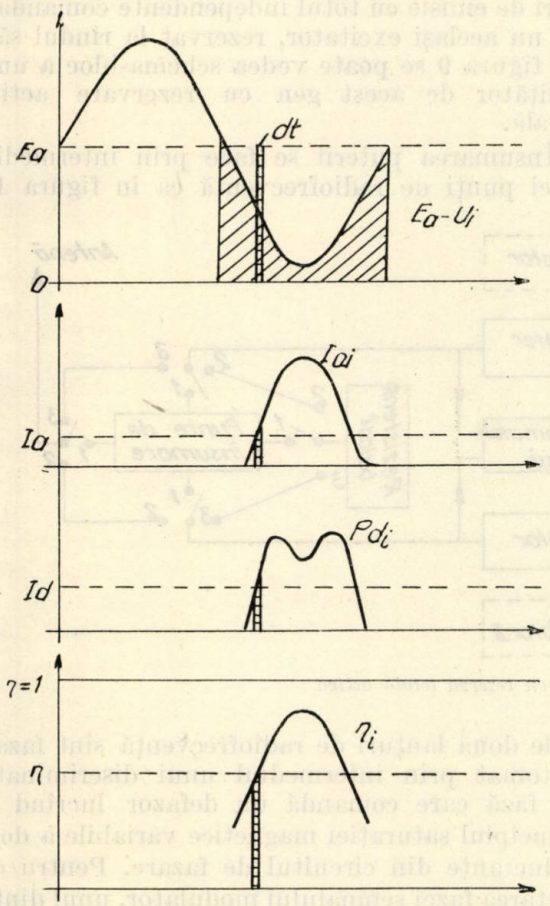



Fig. 6. *Variația parametrilor principali la regimul clasă C clasic*

Valorile medii $U_a$, $P_d$, $I_a$ și $\eta$ ale parametrilor de mai sus sînt determinate de înălțimea dreptunghiului cu suprafața echivalentă cu aceea cuprinsă sub curba funcției respective.

Valoarea medie a puterii disipate $P_d$, este cu atît mai mică cu cît suprafața acoperită de curbă $P_d$ va fi mai mică și cu cît $(E_a - U_{a_i})\ dt$ respectiv suprafața dintre curba $U_{a_i}$ și axa

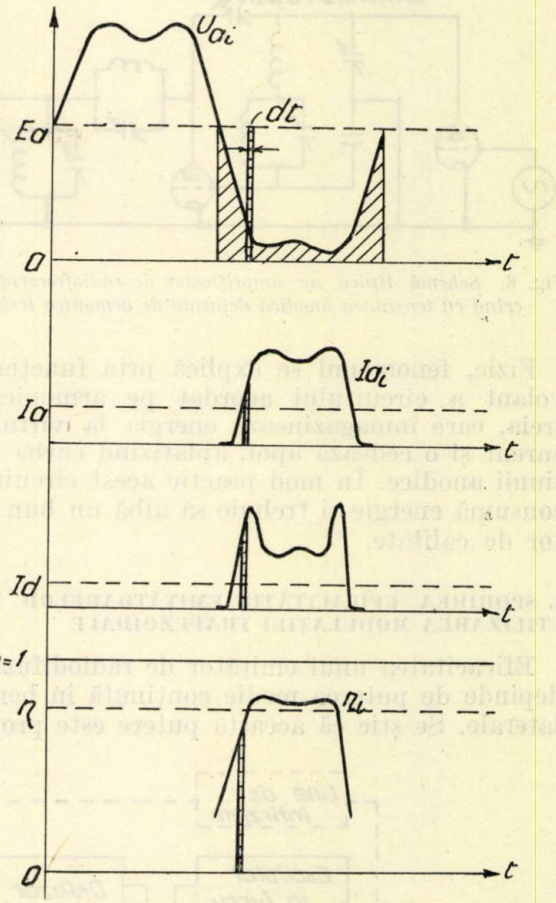



Fig. 7. *Variația parametrilor la regimul clasă C cu tensiunea de excitație deformată de armonica treia*

absciselor va fi mai mică (haşurată pe figură). Desigur că valoarea medie a randamentului depinde și de forma curentului anodic $I_a$ și, așa cum este știut, el este proporțional și cu factorul de formă al curentului $\left(\eta = \frac{1}{2}\ \xi\gamma\right)$.

Sporirea randamentului amplificatorului este deci posibilă reducînd suprafața $(E_a - U_{a_i})\ dt$, adică reducînd puterea disipată. Aceasta se poate obține prin deformarea curbei tensiunii anodice prin adăugarea armonicelor impare, și — în special — a armonicei a treia. În adevăr, în acest caz valoarea medie a randamentului crește, ca în figura 7.

Principial metoda este de mult cunoscută însă aplicarea practică a ei, datorită dificultății realizării circuitelor deformante pentru tensiunea de excitație, nu a fost aplicată.

Realizarea practică se face prin utilizarea unor circuite oscilante acordate pe armonica a treia și montate în circuitul de excitație și de ieșire al etajului final.

Se obţin astfel randamente ale etajului final de 90...95% şi pentru întregul emiţător de mare putere randament la purtătoare pînă la 66...70%.

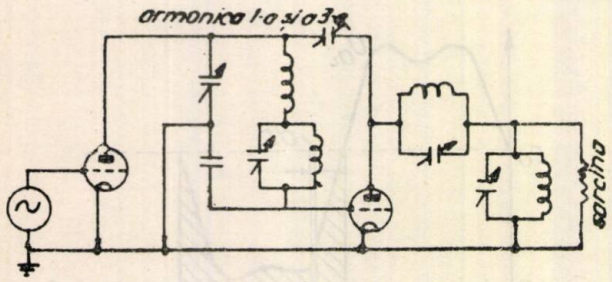



Fig. 8. *Schemă tipică de amplificator de radiofrecvenţă lucrînd cu tensiunea anodică defazată de armonica treia*

Fizic, fenomenul se explică prin funcţia de volant a circuitului acordat pe armonica a treia, care înmagazinează energia la vîrful de curent şi o cedează apoi, aplatizînd curba tensiunii anodice. În mod practic acest circuit nu consumă energie şi trebuie să aibă un bun factor de calitate.

### 5. SPORIREA EFICACITĂŢII EMIŢĂTOARELOR PRIN UTILIZAREA MODULAŢIEI TRAPEZOIDALE

Eficacitatea unui emiţător de radiodifuziune depinde de puterea medie conţinută în benzile laterale. Se ştie că această putere este proporţională cu pătratul gradului de modulaţie $m$ $\left(P_b = \frac{1}{2} m^2 P_0\right)$. Sporind gradul de modulaţie mediu, se va putea obţine o ridicare a eficacităţii acestui emiţător.

Din constatările făcute, conţinutul energetic al programelor vorbite şi muzicale pentru spectrul frecvenţelor joase este mult mai accentuat decît pentru frecvenţe înalte. Nivelurile ridicate ce se întîlnesc în timpul programului pentru frecvenţele joase limitează gradul de modulaţie mediu al unui emiţător de radiodifuziune între 0,15 şi 0,2.

Prin tăierea vîrfurilor sinusoidelor de frecvenţă joasă şi transformarea lor în semnale trapezoidale se obţine o ridicare a nivelului mediu de modulaţie la $m = 0{,}5$. Nivelul semnalelor de frecvenţă mai mare, fiind mai mic, forma lor nu este afectată de această operaţie. Naturaleţea şi claritatea nu se înrăutăţesc în mod important, menţinîndu-se în limite admisibile pentru emisiuni de categoria a II-a.

În acest scop semnalul de intrare în modulator este aplicat cu un nivel 2 — 5 dB mai mare şi limitat la vîrfuri. Puterea echivalentă a emiţătorului poate fi considerată în acest caz de 2...3 ori mai mare.

### 6. SIGURANŢA ÎN FUNCŢIONARE A EMIŢĂTOARELOR

Există aproape generalizată tendinţa de construire a noilor emiţătoare din cîte două blocuri, lucrînd independent şi însumîndu-şi puterea pe o punte înainte de ieşirea spre antenă. Emiţătoarele moderne pînă la 1 000 kW lucrează după acest sistem de rezervare activă.

În principiu, sistemul constă din două lanţuri de emisie cu totul independente comandate de un acelaşi excitator, rezervat la rîndul său. În figura 9 se poate vedea schema-bloc a unui emiţător de acest gen cu rezervare activă totală.

Însumarea puterii se face prin intermediul unei punţi de radiofrecvenţă ca în figura 10.

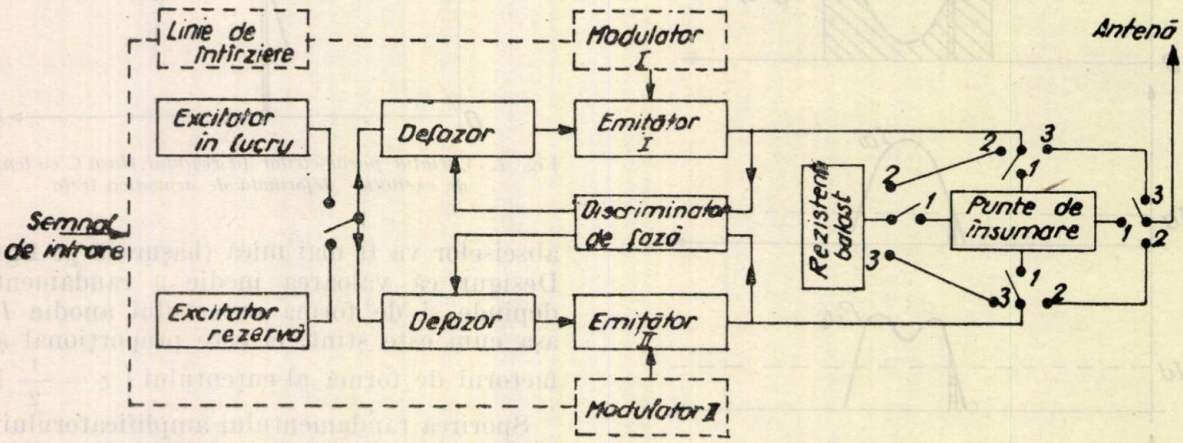



Fig. 9. *Schema-bloc a unui emiţător cu rezervă totală activă*

Cele două lanţuri de radiofrecvenţă sînt fazate automat prin intermediul unui discriminator de fază care comandă un defazor lucrînd pe principiul saturaţiei magnetice variabile a două inductanţe din circuitul de fazare. Pentru corectarea fazei semnalului modulator, unul dintre modulatoare este prevăzut cu circuite de corecţie a fazei.

Emiţătoarele pot lucra cu ieşirea prin puntea de însumare (poziţia 1) sau fiecare separat, direct pe antenă sau direct pe sarcina de balast (poziţia 2 sau 3).

În cazul defectării unuia dintre emițătoare puterea scade la 1/4 din puterea totală, emițătorul în funcție debitînd cu jumătate putere pe antenă și jumătate pe sarcina de balast.

Comutarea emițătorului în stare de funcționare direct pe antenă poate fi făcută automat

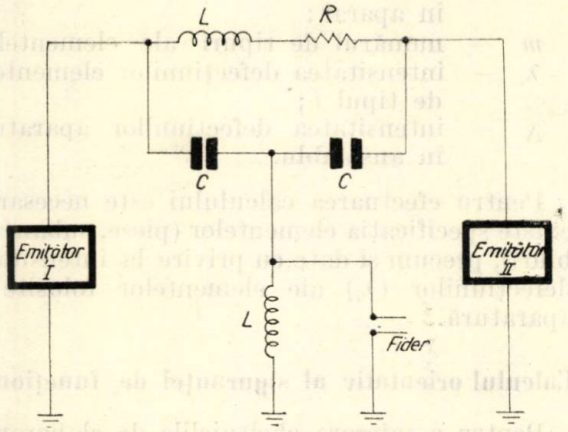



Fig. 10. *Punte de însumare a puterii de ieșire a două emițătoare*

sau manual, dacă programul nu permite întreruperi, în următoarele cazuri:

— diferența de putere între cele două emițătoare a depășit limita admisibilă;

— diferența gradului de modulație al fiecărui emițător a depășit limita distorsiunilor admisibile;

— defazorul între lanțurile de radiofrecvență depășește limitele corecției automate.

În timpul comutărilor, tensiunile anodice ale emițătoarelor sînt blocate, iar timpul de comutare este sub o secundă (0,8 secunde).

În acest mod cîmpul util radiat scade la numai jumătate (cu 6 dB).

### 7. UTILIZAREA ALTOR DISPOZITIVE NOI

Sursele de alimentare cu înaltă tensiune utilizează din ce în ce mai mult redresoare cu siliciu pentru tensiuni pînă la 10 — 12 kW și puteri pînă la 900 — 1 000 kW. Ele conțin mai multe elemente în serie și paralel, sînt mult mai puțin voluminoase, reduc foarte mult problemele de întreținere și au durată de funcționare mare. Răcirea se face cu circulație de aer forțat. Dimensionarea redresoarelor se face în apropierea limitei de supraîncărcare, datorită folosirii pentru protecție a întreruptoarelor ultrarapide, moderne, lucrînd în vid.

Pentru stațiile de unde scurte adaptarea fiderilor la antenă se face mult mai ușor prin înlocuirea liniilor exponențiale de transformare cu elemente concentrate conținînd transformatoare de bandă largă cu ferită pentru puteri pînă la 40 kW. Aceste transformatoare pot fi amplasate oriunde între comutator și antenă fiind de dimensiuni reduse și permit adaptarea în limitele 4 — 27,5 MHz.

BIBLIOGRAFIE


[1] * * * *Documentația firmei Marconi*, Marconi Nachrichten, Londra, 1963.

[2] BEURTHERET, C. — *La technique de vapotron*, Revue technique Thompson-Houston, (1956), nr. 24, decembrie, Paris.

[3] ZAREANOV, N. V. — *Tuburi catodice cu catozi activați*, Vestnik sveazi, (1957), nr. 12, decembrie, pag. 7—9.

**Conf. Ing. VASILE CĂTUNEANU**
Candidat în ştiinţe tehnice

# Calculul siguranţei de funcţionare a aparaturii electronice în curs de elaborare

Dezvoltarea tehnicii în toate sectoarele activităţii omeneşti a ajuns într-un asemenea stadiu încît a dat posibilitate omului să încredinţeze instalaţiilor tehnice, maşinilor şi aparaturii sarcini din ce în ce mai complexe şi de mai mare răspundere.

Aparatura electronică este utilizată în toate domeniile tehnicii, dar în special sarcinile legate de automatizare, telecomandă şi telecomunicaţii impun acestei aparaturi cerinţe din ce în ce mai exigente cu privire la siguranţa de funcţionare în condiţii de exploatare din ce în ce mai grele.

De aceea, în prezent, calculul siguranţei de funcţionare a aparaturii electronice în curs de elaborare este obligatoriu, indiferent dacă normele interne sau condiţiile tehnice prevăd sau nu restricţii cu privire la parametrii siguranţei de funcţionare.

### Ipoteze de calcul

Într-o primă etapă, se propune să se execute calculul siguranţei de funcţionare pe baza următoarelor presupuneri :

a) Distribuţia defecţiunilor este dată de legea exponenţială, adică se consideră că defecţiunile din prima perioadă, legate de greşeli de fabricaţie, au fost înlăturate şi că perioada de îmbătrînire a elementelor încă nu a început. În acest caz se iau în consideraţie defecţiunile care pot apărea, în perioada normală de exploatare, numai datorită avariilor.

b) Defectarea unui element determină defectarea întregului aparat electronic.

c) Defectarea unor elemente nu influenţează asupra siguranţei de funcţionare a celorlalte elemente.

Calculul urmăreşte determinarea principalilor parametri cantitativi ai siguranţei de funcţionare : durata medie de funcţionare fără defecţiuni $Tm$ şi probabilitatea de bună funcţionare $P(t)$ pentru un anumit interval de timp.

Pe baza presupunerilor de mai sus, se pot utiliza următoarele relaţii de calcul :

$$Tm = \frac{1}{\sum_{i=1}^{m} N_i \lambda_i} = \frac{1}{\Lambda}. \qquad (1)$$

$$P(t) = e^{-\frac{t}{Tm}}, \qquad (2)$$

unde :

$t$ este timpul de lucru al aparaturii, pentru care se calculează siguranţa de funcţionare ;

$N_i$ — numărul elementelor (pieselor, subansamblurilor) de tipul $i$, care intră în aparat ;

$m$ — numărul de tipuri ale elementelor ;

$\lambda_i$ — intensitatea defecţiunilor elementelor de tipul $i$ ;

$\Lambda$ — intensitatea defecţiunilor aparatului în ansamblu.

Pentru efectuarea calculului este necesar să existe specificaţia elementelor (piese, subansambluri), precum şi date cu privire la intensitatea defecţiunilor ($\lambda_i$) ale elementelor folosite în aparatură.

### Calculul orientativ al siguranţei de funcţionare

Pentru a micşora cheltuielile de elaborare a produselor noi este necesar ca lucrările de calcul al siguranţei de funcţionare să se desfăşoare simultan cu elaborarea produselor.

De aceea se propune să se înceapă cu un calcul orientativ al siguranţei de funcţionare.

În acest calcul se pot lua în considerare unele valori medii sau aproximative ale intensităţii defecţiunilor, precum şi expresia aproximativă a relaţiei (2) :

$$P(t) = 1 - \frac{t}{Tm}. \qquad (3)$$

Cu ajutorul relaţiilor (1) şi (3) se poate construi nomograma de calcul din figura 1, care dă posibilitatea unui calcul expeditiv.

Cunoscînd intensitatea defecţiunilor $\lambda_i$ (vezi scara pe diagonala nomogramei) şi numărul elementelor de tipul $i$ (vezi scara superioară $Ni$) se determină durata medie de funcţionare $Tm$ în ore (vezi scara verticală din stînga) şi probabilitatea de funcţionare fără defecţiuni P(1) la sfîrşitul primei ore de lucru în procente (vezi scara verticală din dreapta).

Cu ajutorul scării verticale auxiliare din stînga nomogramei se găseşte probabilitatea de funcţionare fără defecţiuni $P(t)$ după $t$ ore, dacă s-a determinat mai întîi durata medie de funcţionare $Tm$.

De exemplu se dă $Ni = 20$ ; $\lambda_i = 10^{-4}$ şi $t = 1000$ ore atunci : $Tm = 500$ ore ; $P(1) = 99{,}80\%$, iar $P(1\,000) = 0{,}6065$.

Acest calcul serveşte ca orientare generală asupra siguranţei de funcţionare a viitorului produs.

### Calculul preliminar al siguranţei de funcţionare

Înainte de a se trece la construcţia prototipurilor se efectuează calculul preliminar al siguranţei de funcţionare pe baza schemei de

principiu şi constructive a aparatului şi pe baza specificaţiei complete a pieselor componente. În acest calcul nu se ţine seama de re-

tric şi termic va afecta valorile intensităţii defecţiunilor ($\lambda_i$). Determinarea caracteristicilor $\lambda_i$ ţinînd seama de regimul electric şi termic

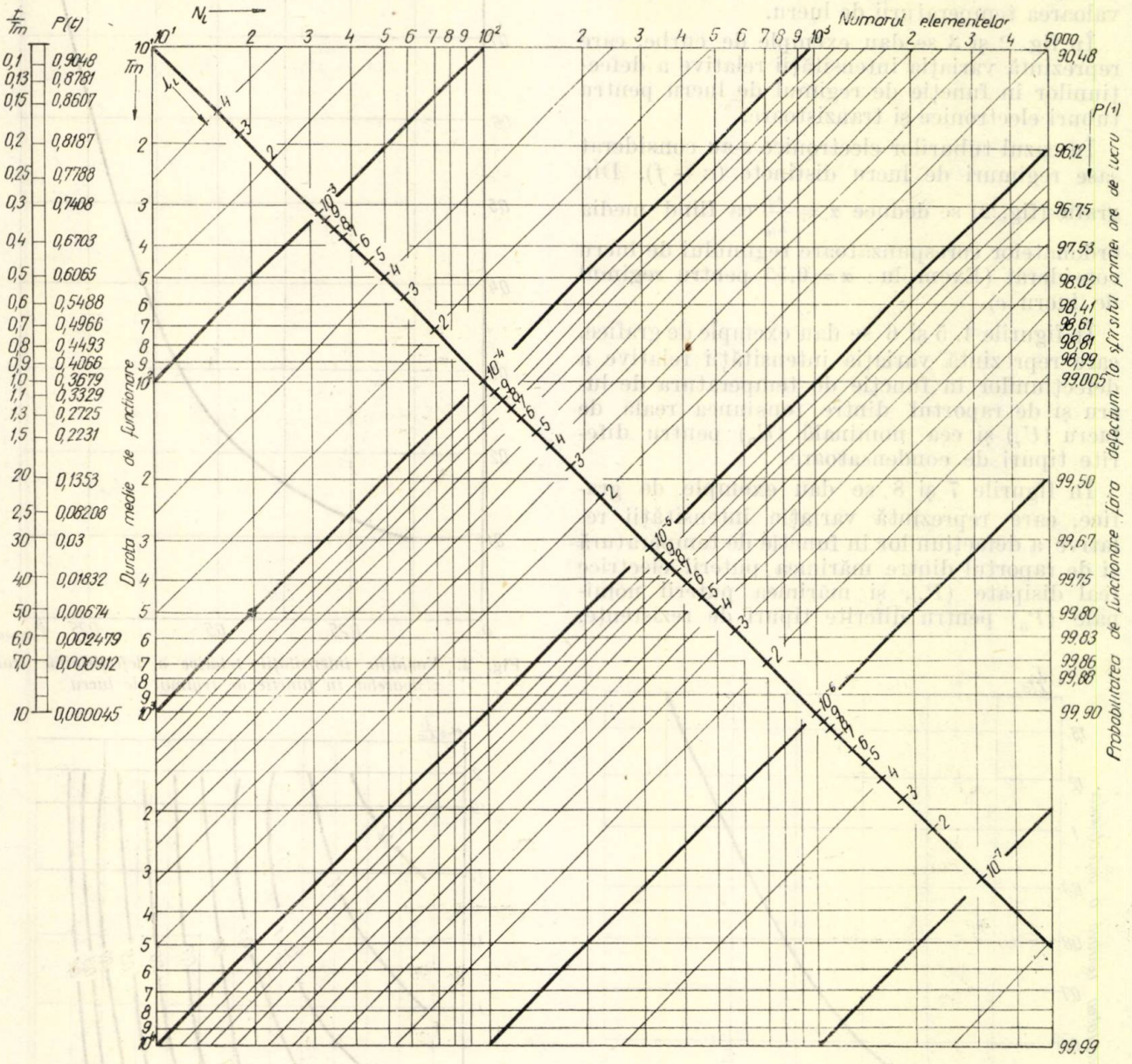



Fig. 1. *Nomograma pentru calculul orientativ al siguranţei de funcţionare*

gimul electric şi termic al pieselor şi subansamblurilor.

Se folosesc relaţiile de calcul (1) şi (2).

Din aprecierea parametrilor *Tm* şi *P(t)* obţinuţi la calculul preliminar poate rezulta necesitatea reconsiderării schemei de principiu sau alegerii elementelor componente.

## Calculul definitiv al siguranţei de funcţionare

După construcţia prototipurilor se face calculul definitiv al parametrilor siguranţei de funcţionare ţinînd cont de regimul electric şi termic verificat experimental. Regimul electric constituie operaţia cea mai grea şi cea mai complicată a calculelor.

Sînt necesare grafice care să arate variaţia intensităţii defecţiunilor fiecărui tip de piesă în funcţie de regimul de lucru.

Regimul electric de lucru poate fi caracterizat de exemplu de raportul dintre valorile tensiunii, curentului şi puterii disipată la placa şi ecranul tuburilor electronice şi valorile nominale ale acestor mărimi electrice; de raportul dintre valoarea de lucru şi valoarea nominală a curentului de colector la tranzistoare; de raportul dintre tensiunea de lucru şi cea nominală la condensatoare, de raportul dintre pu-

terea reală disipată și puterea nominală la rezistențe etc.

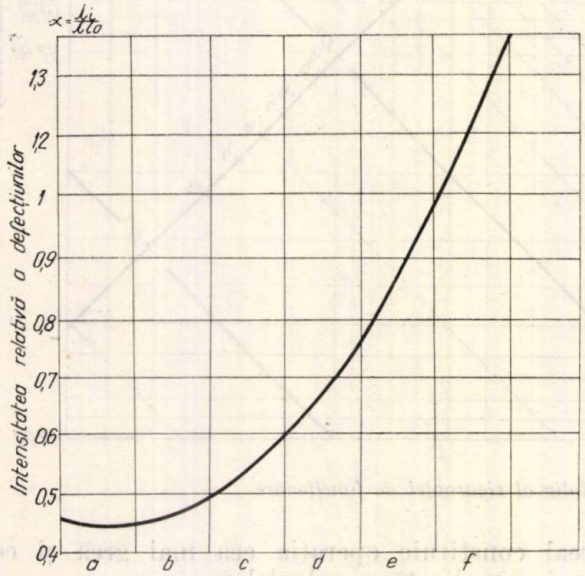
Regimul termic poate fi caracterizat prin valoarea temperaturii de lucru.

În fig. 2 și 3 se dau exemple de curbe, care reprezintă variația intensității relative a defecțiunilor în funcție de regimul de lucru pentru tuburi electronice și tranzistoare.

În cazul tuburilor electronice s-au considerat șase regimuri de lucru distincte ($a - f$). Din grafic (fig. 2) se deduce $\alpha = \frac{\lambda_i}{\lambda_{i0}}$ ca fiind media ordonatelor corespunzătoare regimului de lucru considerat (Exemplu : $\alpha = 0{,}55$ pentru regimul de lucru $c$).

În figurile 4, 5 și 6 se dau exemple de grafice, care reprezintă variația intensității relative a defecțiunilor în funcție de temperatura de lucru și de raportul dintre tensiunea reală de lucru ($U_r$) și cea nominală ($U_0$) pentru diferite tipuri de condensatoare.

În figurile 7 și 8 se dau exemple de grafice, care reprezintă variația intensității relative a defecțiunilor în funcție de temperatură și de raportul dintre mărimea puterii electrice real disipate ($P_r$), și mărimea puterii nominale ($P_0$) pentru diferite tipuri de rezistențe.




| Regimul de lucru | Mărimile în % față de cele nominale pentru placă și ecran | | |
|---|---|---|---|
| | Tensiune | Curent | Putere |
| a | 0-50 | 0-50 | 0-25 |
| b | 50-75 sau 0-90 | 50-70 0-90 | 25-50 0-25 |
| c | 0-90 sau 0-100 | 0-90 0-100 | 25-75 0-25 |
| d | 0-90 Nelimitat | >100 0-50 | 0-90 0-60 |
| e | 90-100 sau 0-90 Nelimitat | 9-100 Nelimitat 0-90 | 9-100 0-90 |
| f | 90-100 Nelimitat 90-100 | Nelimitat 90-100 90-100 | 90-100 90-100 Nelimitat |

Fig. 2. *Variația intensității relative a defecțiunilor tuburilor electronice în funcție de regimul de lucru*

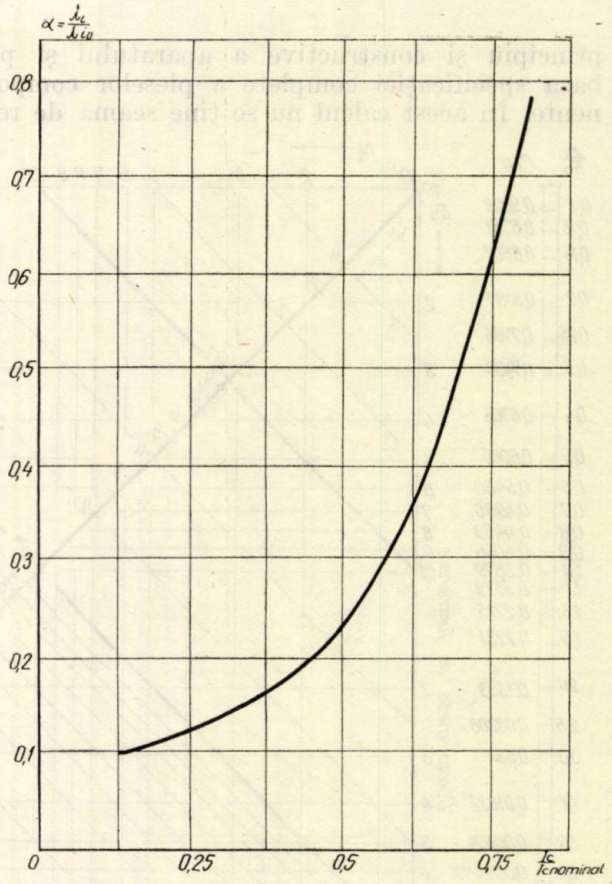



Fig. 3. *Variația intensității relative a defecțiunilor tranzistoarelor în funcție de regimul de lucru*

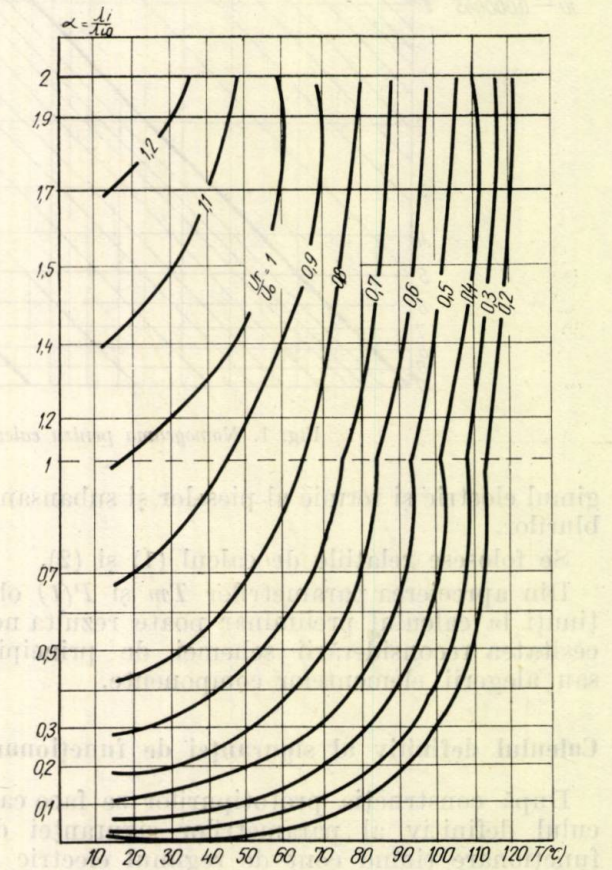



Fig. 4. *Condensatoare ceramice tip KTK, KDK și similare*

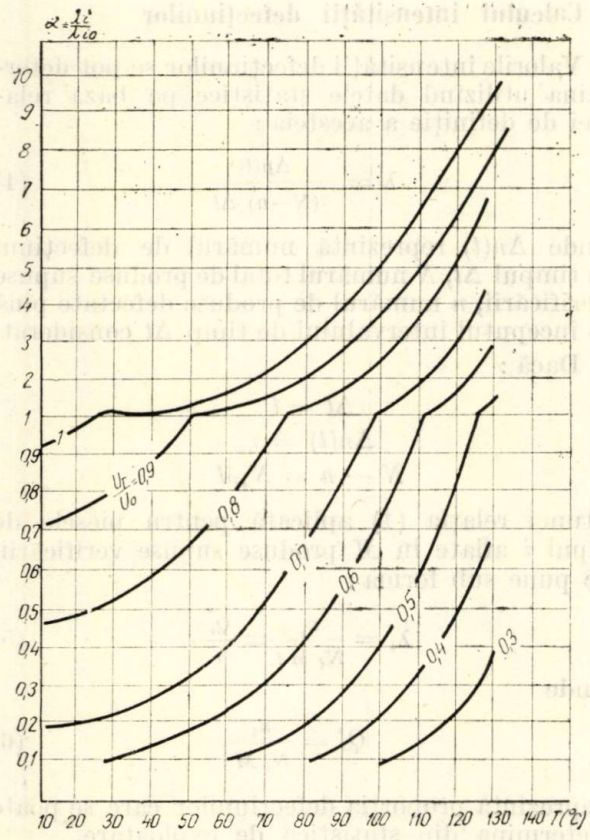



Fig. 5. *Condensatoare cu hîrtie tip KBT și similare*

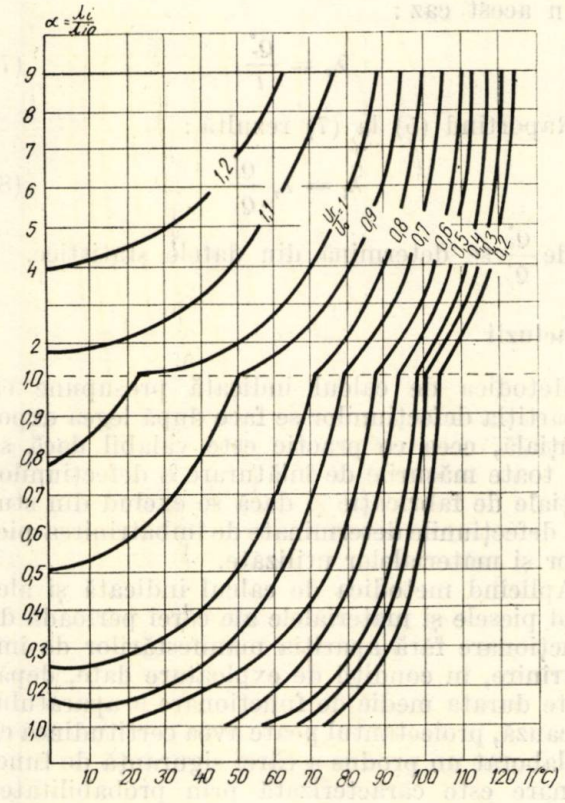



Fig. 6. *Condensatoare cu mică tip KSO și similare*

După determinarea intensității defecțiunilor ținînd seama de regimul de lucru, calculul duratei medii de funcționare și a probabilității de bună funcționare, se face utilizînd relațiile (1) și (2) unde $\lambda_i$ are valoarea determinată ținînd seama de regimul real de lucru.

Graficele din figurile 2 și 8 se pot determina prin măsurători asupra fiecărui tip de piesă pus în diferite regimuri de lucru.

Folosirea acestor grafice este condiționată de cunoașterea valorii intensității nominale $\lambda_{i0}$, a defecțiunilor pentru fiecare tip de piesă. Această valoare se poate determina fie prin încercări asupra unor loturi de piese puse să funcționeze în regim normal, fie cu ajutorul datelor de exploatare. Oricare ar fi metoda de determinare a intensității nominale a defecțiunilor, pentru aceasta se vor obține mai multe valori. În calcul se va lua valoarea minimă $\lambda_{i\ 0\ min}$ și respectiv valoarea maximă $\lambda_{i\ 0\ max}$.

Se vor obține astfel două serii de parametri ai siguranței de funcționare a aparatului electronic.

În figura 9 se prezintă grafic un exemplu de variație a probabilității de bună funcționare $P(t)_{min}$ și $P(t)_{max}$ în funcție de timpul de exploatare.

Din acest grafic rezultă că pentru o anumită probabilitate de bună funcționare corespunde o durată medie de funcționare minimă ($Tm\ min$) și una ($Tm\ max$).

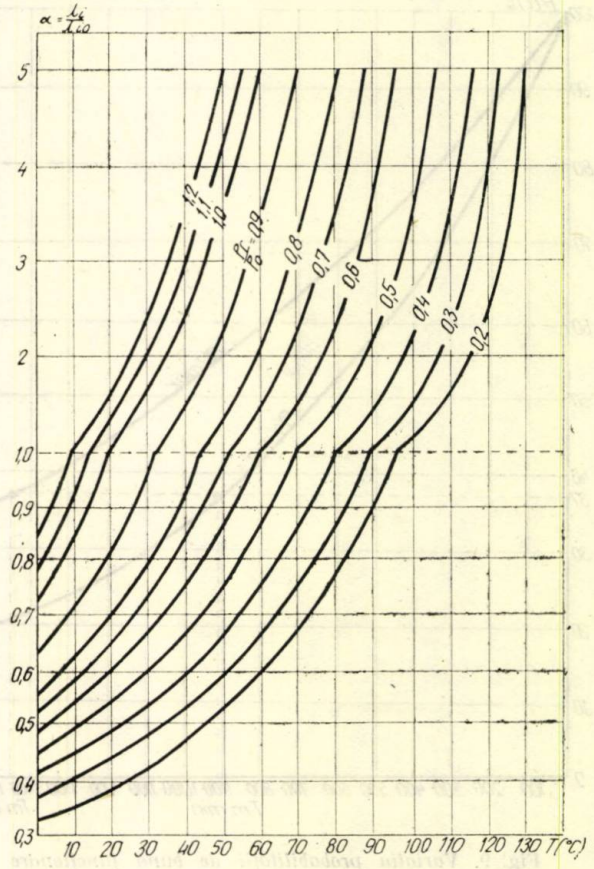



Fig. 7. *Rezistențe tip MLT și similare*

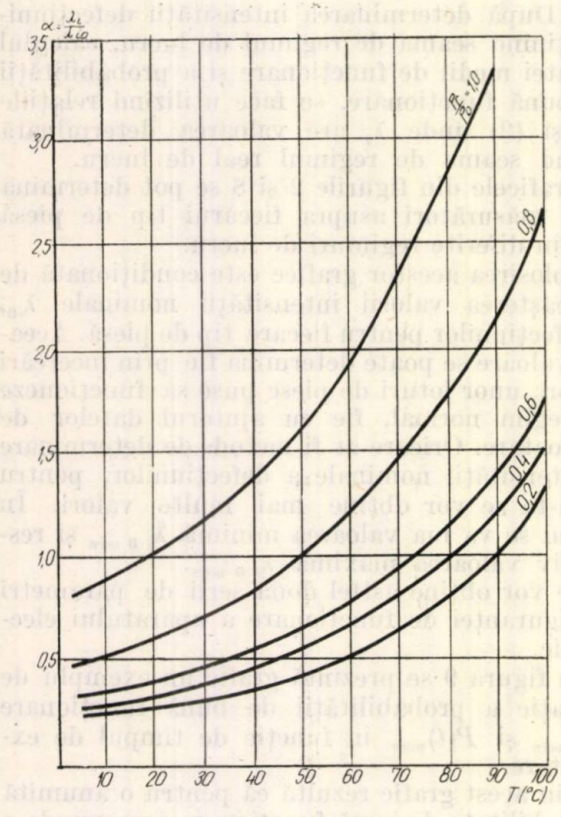



Fig. 8. *Rezistențe tip ULM, VS și similare*

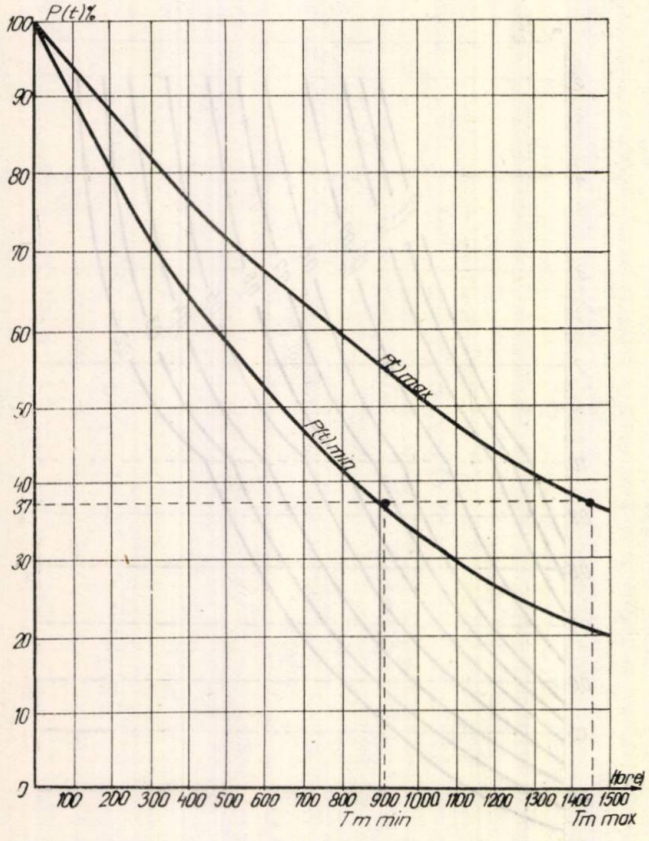



Fig. 9. *Variația probabilității de bună funcționare P(t) min și P(t) max în funcție de timpul de exploatare*

### Calculul intensității defecțiunilor

Valorile intensității defecțiunilor se pot determina utilizînd datele statistice pe baza relației de definiție a acesteia :

$$\lambda = \frac{\Delta n(t)}{(N-n)\ \Delta t}, \tag{4}$$

unde $\Delta n(t)$ reprezintă numărul de defecțiuni în timpul $\Delta t$, $N$ numărul total de produse supuse verificării, $n$ numărul de produse defectate pînă la începutul intervalului de timp $\Delta t$ considerat.

Dacă :

$$\Delta t = t$$
$$\Delta n(t) = n_i$$
$$N - n = N_i M$$

atunci relația (4) aplicată pentru piesele de tipul $i$ aflate în $M$ produse supuse verificării, se pune sub forma :

$$\lambda_i = \frac{n_i}{N_i\, M\, t} = \frac{Q_i^*}{t}, \tag{5}$$

unde

$$Q_i^* = \frac{n_i}{N_i\, M} \tag{6}$$

reprezintă proporția defecțiunilor care se poate determina din statistica de exploatare.

Pentru a exclude timpul de lucru din calcul, se alege un element de referință pentru care valoarea intensității defecțiunilor ($\lambda_r$) se cunoaște cu precizia cea mai mare.

În acest caz :

$$\lambda_r = \frac{Q_r^*}{t} \tag{7}$$

Raportînd (5) la (7) rezultă :

$$\lambda_i = \lambda_r \frac{Q_i^*}{Q_r} \tag{8}$$

unde $\frac{Q_i^*}{Q_r^*}$ se determină din datele statistice.

### Concluzii

Metodica de calcul indicată presupune că repartiția defecțiunilor se face după legea exponențială, ceea ce practic este valabil dacă se iau toate măsurile de înlăturare a defecțiunilor inițiale de fabricație și dacă se exclud din studiu defecțiunile determinate de îmbătrînirea pieselor și materialelor utilizate.

Aplicînd metodica de calcul indicată și alegînd piesele și materialele ale cărei perioadă de funcționare fără apariția manifestărilor de îmbătrînire, în condiții de exploatare date, depășește durata medie de funcționare a aparatului în cauză, proiectantul poate avea certitudinea că a elaborat un produs a cărei siguranță de funcționare este caracterizată prin probabilitatea dată de funcționare fără defecțiuni.

Ing. EDUARD COSTINER

# Proiectarea circuitelor de radiofrecvență ale radioreceptoarelor

## 1. Introducere

Radioreceptoarele moderne se construiesc pe principiul superheterodinei, caracterizîndu-se prin faptul că frecvența recepționată variabilă este schimbată, prin mixarea cu o oscilație generată de un oscilator local, în frecvența intermediară constantă, pe care se realizează majoritatea amplificării și a selectivității.

Pentru aceasta este necesar ca oscilatorul local să asigure acoperirea gamei dorite deplasată cu valoarea frecvenței intermediare, iar circuitul de intrare să acopere chiar limitele gamei impuse.

Deoarece în realitate pentru o tehnologie mai simplă se folosesc condensatoare variabile identice pentru oscilatorul local și circuitul de intrare, reducerea acoperirii se face prin înserierea unei capacități în circuitul oscilator — padder.

Din acest motiv realizarea în întreaga gamă a diferenței constante între frecvența de rezonanță a circuitului oscilatorului local și cea a circuitului de intrare nu este posibilă. Aceasta se realizează doar în punctele de acord, în rest apărînd o eroare de frecvență:

$$\Delta f = f_0 - f - f_i \qquad (1)$$

unde:

$\Delta f$ este eroarea de aliniere;
$f_0$ — frecvența oscilatorului local;
$f$ — frecvența de acord a circuitului de intrare;
$f_i$ — frecvența intermediară.

Datorită faptului că circuitele de frecvență intermediară au o selectivitate mult mai mare decît circuitul de intrare, acordul receptorului pe frecvența semnalului $f_s$ se va face astfel ca

$$f_0 = f_s + f_i \qquad (2)$$

ceea ce va determina o atenuare pentru o eroare de aliniere $\Delta f$

$$\alpha = \sqrt{1+\left(\frac{2\,\Delta f}{f}\,Q\right)^2} \qquad (3)$$

unde $Q$ este factorul de calitate al circuitului de intrare.

De asemenea dacă vom impune ca limite de acord circuitului de intrare $f_{min}$ și $f_{max}$, atunci frecvențele limită ale oscilatorului local vor fi:

$$f_{0_{min}} = f_{min} + f_i + \Delta f_{f=f_{min}}.$$

$$f_{0_{max}} = f_{max} + f_i + \Delta f_{f=f_{max}}.$$

Pentru o curbă de erori tipice [4] în cazul gamei de unde medii va rezulta că frecvența minimă a oscilatorului va fi pentru $f_{min} = 525$ kHz, $f_i = 455$ kHz și $\Delta f = 8$ kHz:

$$f_{0_{min}} = 988 \text{ kHz}.$$

În caz că $f_s = 525$ kHz, se obține o frecvență intermediară de 463 kHz și pentru un radioreceptor de clasa a II-a o atenuare circa 20 dB.

Din acest motiv este incorect a impune ca circuitul de intrare să acopere banda $f_{min} \ldots f_{max}$, trebuind ca să asigure banda

$$f_{min} - \Delta f_{f=f_{min}}$$

respectiv

$$f_{max} - \Delta f_{f=f_{max}}$$

pentru a permite oscilatorului să asigure recepția semnalelor care au

$$f_{min} \leqslant f_s \leqslant f_{max}.$$

Cu metodele de proiectare existente aceasta nu este posibil, deoarece determinarea erorii de aliniere nu se poate face decît după proiectarea circuitelor de radiofrecvență.

Avînd în vedere cele expuse mai sus cît și faptul că în practica reglării radioreceptoarelor se face întîi acordul circuitelor oscilatorului local și apoi a circuitelor de intrare, rezultă că este nejustificată impunerea frecvențelor limită circuitului de intrare, fiind mult mai rațional ca ea să fie făcută oscilatorului local.

## 2. Analiza metodelor de proiectare existente

În literatură [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7] proiectarea elementelor circuitelor de radiofrecvență are la bază impunerea limitelor de gamă circuitului de intrare, ceea ce precum s-a arătat introduce erori.

Lucrarea de față își propune să prezinte o metodă de proiectare care să aibă la bază proiectarea oscilatorului, astfel ca să asigure recepționarea semnalelor avînd frecvențe cuprinse în limitele gamei impuse.

Aceasta va permite să avem și o metodă de calcul simplă a frecvenței oscilatorului în fiecare poziție a condensatorului variabil, asigurînd astfel o metodă teoretică simplă de etalonare a scării radioreceptorului căci, precum s-a arătat, frecvența recepționată este determinată de valoarea frecvenței oscilatorului local.

O altă problemă nerezolvată de literatura existentă este determinarea elementelor circuitelor oscilatorului local, în cazul că circuitul de intrare are înseriat cu condensatorul variabil un condensator de o valoare oarecare (fig. 1).

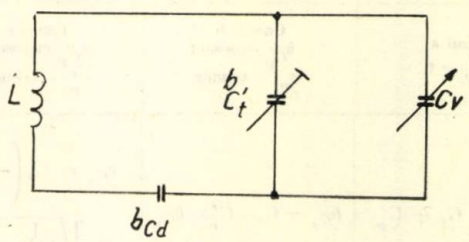



Fig. 1. *Circuit de intrare cu cuplaj capacitiv derivație*

Această situație poate să apară în cazul cuplajului cu antena de tipul capacitiv derivație.

Cu toate că aceste posibilități pentru circuitul de intrare sînt arătate în literatură [1], [2], [3], [6], totuși calculul elementelor circuitului oscilator se face numai în ipoteza cuplajului inductiv cu antena.

Metoda propusă, avînd la bază determinarea în primul rînd a elementelor circuitului oscilator, permite o tratare unitară și generală a calculului elementelor circuitelor de radiofrecvență incluzînd și circuitele de intrare cu cuplaj cu antena de tipul capacitiv derivație.

## 3. Determinarea elementelor circuitelor de radiofrecvență

Baza de calcul a circuitelor de radiofrecvență a unui radioreceptor poate fi cea expusă în [1], [2], [3], care este dificilă, impunînd calcule complicate, și necesită un grad de precizie al calculului ridicat, incompatibil cu folosirea riglei de calcul, sau cea propusă de Mohrmann [4], [5], [6] și dezvoltată de Tuscher și Lanstiak [7] care permite un calcul mai rapid.

Se preferă ca metoda de analiză să fie similară cu ultima, micșorîndu-se posibilitatea de eroare.

Pentru aceasta se consideră următoarele date:

1 — valoarea capacității maxime a condensatorului variabil $C_{v\,max}$;

2 — valoarea capacității minime a condensatorului variabil $C_{v\ min}$ ;

3 — valoarea capacității condensatorului de cuplaj cu antenă — $C_d$ ;

4 — frecvența maximă a benzii transmise ținînd seama de coeficientul de siguranță — $f_{max}$ ;

5 — frecvența minimă a benzii transmise ținînd seama de coeficientul de siguranță — $f_{min}$.

Cu aceste date se determină prin unul din procedeele cunoscute [4], [5], [7], [8] frecvențele de aliniere perfectă ($\Delta f = 0$), $f_1$, $f_2$, $f_3$ și considerînd circuitul oscilator ca în figura 2 se va stabili o metodă de proiectare.

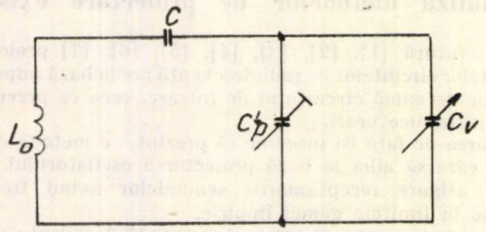



Fig. 2. *Circuit oscilator de bază pentru proiectare*

Pentru cazul general, în care circuitul oscilator este cel din figura 3, echivalarea se face prin rezolvarea relațiilor stabilite în [7] în raport cu elementele circuitului din figura 2. Rezultatele obținute sînt trecute în tabela 1.

*Tabela 1*

**Echivalența circuitului oscilatorului local**

| Cazul a $C'_p = 0$ | Cazul b $b_{C'_p}$ cunoscut $C_p$ — trimer | Cazul c $c_{C_p}$ cunoscut $C'_p$ — trimer |
|---|---|---|
| $a_{C_s} = C_s + C'_p$ | $b_{C_s} = C_s + C'_p - b_{C'_p}$ | $c_{C_s} = C_s\left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{c_{C_p}}{C_s}}\right)$ |
| $a_{C_p} = \frac{a_{C_s} C'_p}{C_s}$ | $b_{C_p} = \frac{b_{C_s}}{C_s}(C'_p - b_{C'_p})$ | $c_{C'_p} = C'_p - \frac{c_{C_p} c_{C_s}}{c_{C'_p} + c_{C_s}}$ |
| $aL_0 = L_0 \frac{C_s}{a_{C_s} + a_{C_p}}$ | $b_{L_0} = L_0 \frac{C_s}{b_{C_s} + b_{C_p}}$ | $cL_0 = L_0 \frac{C_s}{c_{C_s} + c_{C_p}}$ |

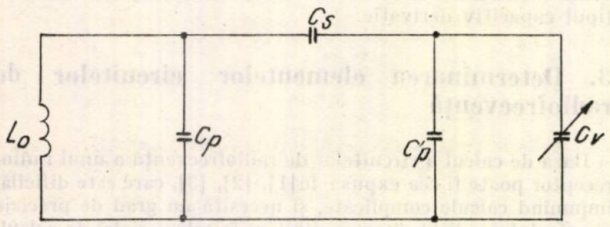



Fig. 3. *Circuit oscilator — cazul general*

De asemenea și pentru circuitul de intrare se va considera un caz pentru proiectare ca în figura 4, urmînd ca pentru echivalarea unui alt caz să ne folosim de relațiile cunoscute [7], extrapolate la cazul ce ne interesează conform cu tabela 2, notațiile fiind cele din figura 5.

Se observă că avînd în vedere relațiile stabilite în tabelele 1 și 2 este posibilă trecerea de la orice tip de circuit la orice alt tip de circuit, erorile de aliniere fiind aceleași [7], criteriul

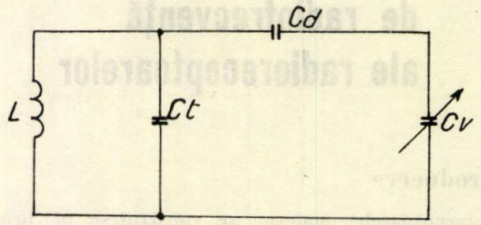



Fig. 4. *Circuit de intrare de bază pentru proiectare.*

de alegere a circuitelor de bază pentru proiectare (fig. 2 și 4) fiind doar simplificarea metodei de calcul.

Totodată se remarcă că făcînd $C_d = \infty$ obținem cazul circuitului de intrare cu cuplaj inductiv, iar pentru circuitul de intrare de tip *b*, în care se impune valoarea $b_{C_d}$ se obține circuitul din figura 1, care este tocmai circuitul de intrare cu cuplaj capacitativ derivație cu antenă.

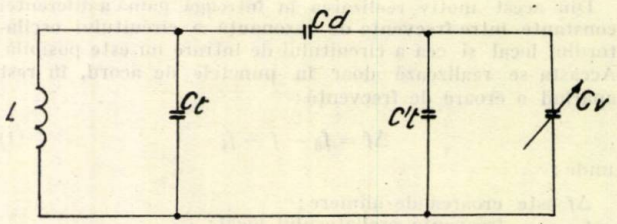



Fig. 5. *Circuit de intrare — cazul general*

Acesta justifică afirmațiile făcute anterior cu privire la generalitatea metodei propuse.

*Tabela 2*

**Echivalența circuitului de intrare**

| Cazul a $a_{C'_t}$ — cunoscut $C_t$ — trimer | Cazul b $b_{C_t} = 0$ $C'_t$ trimer | Cazul c $C_{C_t}$ — cunoscut — $C'_t$ trimer |
|---|---|---|
| $a_{C'_t}$ = cunoscut | $b_{C'_t} = \frac{C_t C_d}{C_t + C_d}$ | |
| $a_{C_d} = C_d - b_{C'_t}$ | $b_{C_d} = C_d - b_{C'_t}$ | $c_{C_d} = b_{C_d}\left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{c_{C_t}}{b_{C_d}}}\right)$ |
| | | $c_{C'_t} = \frac{C_t C_d}{C_t + C_d} - \frac{c_{C_t} c_{C_d}}{c_{C_t} + c_{C_d}}$ |
| $a_L = L \frac{C_d + C_t}{a_{C_d} + a_{C_t}}$ | $b_L = L \frac{C_d + C_t}{b_{C_d}}$ | $c_L = L \frac{C_d + C_t}{c_{C_d} + c_{C_t}}$ |

În continuare, în calcul se vor folosi următoarele notații:

$$C'_{v_n} = C_{v_n} + C'_p \tag{4}$$

$$b_n = \left(\frac{f_{on}}{f_{o\,max}}\right)^2 \tag{5}$$

unde $f_{on}$ este o frecvență oarecare de acord a oscilatorului;

$$c_n = \frac{C'_{v_n}}{C'_{v_{max}}} \tag{6}$$

$$\alpha = \frac{\left(\frac{f_3}{f_1}\right)^2 - 1}{\left(\frac{f_3}{f_2}\right)^2 - 1} \tag{7}$$

$$\beta_n = \frac{b_n - b_{min}}{1 - b_n} \tag{8}$$

$$\beta = \alpha\,\frac{\beta_3 - \beta_2}{\beta_3 - \beta_1} \tag{9}$$

$$\Delta C_{v_n} = C_{v_n} - C_{v_{min}}. \tag{10}$$

$$\delta = \frac{C_d + C_{v_{max}}}{\Delta C_{v_{max}}}. \tag{11}$$

$$\delta_n = \frac{1}{1 + \frac{C_{v_n}}{C_d}} \tag{12}$$

$$c'_{min} = \frac{C_{v3} + C_t}{C_{v1} + C_t} \tag{13}$$

$$b'_n = \left(\frac{f_n}{f_3}\right)^2 \tag{14}$$

$$\beta'_n = \frac{b'_n - b'_1}{1 - b'_1} \tag{15}$$

$$\delta_i = \frac{b_{C_d}}{\Delta C_{v\,max}} + 1 \tag{16}$$

$$\gamma = \frac{\beta_2 - \beta\beta_1}{\beta - 1} \tag{18}$$

$$a = \frac{4\gamma}{\beta_3 + \gamma}\left(\frac{b'_1}{1 - b'_1}\,\frac{\beta_3 - \beta_1}{\beta_1 + \gamma} - 1\right) \tag{18}$$

$$a_1 = C_s + C'_p - b_{C'_t} \tag{19}$$

$$a_2 = \frac{1}{4\pi^2\,b_L} - \frac{C_s + b_{C'_t} - C'_p}{4\pi^2\,b_L\,b_{C_d}} \tag{20}$$

$$a_3 = 4\pi^2\,L_0\,C_s\,(C'_p - b_{C'_t}) \tag{21}$$

$$a_4 = \frac{L_0}{b_L}\,C_s - \frac{(b_{C'_t} - C'_p)\,L_0\,C_s}{b_L\,b_{C_d}} \tag{22}$$

Cu aceste notații vom arăta mersul calculului pentru determinarea elementelor circuitelor de radiofrecvență.

Frecvența de acord a circuitului oscilator (fig. 2) fiind

$$f_{0_n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0\,C_s\,\frac{C'_{v_n}}{C_s + C'_{v_n}}}} \tag{23}$$

rezultă că

$$b_n = \frac{C'_{v_{min}}}{C'_{v_n}}\,\frac{C'_{v_n} + C_s}{C'_{v_{min}} + C_s} \tag{24}$$

de unde se obține

$$C_s = C'_{v\,min}\,\frac{C'_{v_n}\,(1 - b_n)}{b_n C'_{v_n} - C'_{v\,min}}. \tag{25}$$

Scriind relația (25) pentru $b_n$ și pentru $b_{min}$ obținem că

$$c_n = \frac{c_{min}\,\frac{1 - b_{min}}{1 - b_n}}{\beta_n + c_{min}}. \tag{26}$$

Folosind relația de definiție a lui $c_n$ (6) și pentru $C'_{v_n} = C'_{v_{min}}$ vom avea

$$C'_p = \frac{c_{min}}{1 - c_{min}}\,\Delta C_{v_{max}} - C_{v_{min}}. \tag{27}$$

și

$$\frac{\Delta C_{v_n}}{\Delta C_{v_{max}}} = \frac{C_{min}}{\beta_n + c_{min}} \tag{28}$$

Relația (28) este deosebit de importantă deoarece arată că $\Delta C_{v_n}$ este independent de elementele de circuit, depinzînd doar de variația maximă a capacității. Aceasta permite să se stabilească o metodă de reglaj prin care să se determine valoarea exactă a padderului în funcție de capacitățile dinamice și cele parazite reale, existente în montaj, nemai necesitînd seria de tatonări, pentru valoarea optimă a sa, care se făcea în cazul proiectării pe baza metodelor existente pînă în prezent.

Totodată expresia (28) mai pune în evidență și o posibilitate simplă de calcul a etalonării scării cînd se cunoaște curba de etalonare a condensatorului variabil, deoarece rezultă că

$$\beta_n = c_{min}\left(\frac{\Delta C_{v\,max}}{\Delta C_{v_n}} - 1\right) \tag{29}$$

care introdus în

$$b_n = \frac{\beta_n + b_{min}}{1 + \beta_n} \tag{30}$$

permite determinarea frecvenței recepționate pentru acea poziție a condensatorului variabil ($\Delta_{C_{v_n}}$) din:

$$f_n = \sqrt{b_n}\,f_{o_{max}} - f_i. \tag{31}$$

Această relație cunoscînd coeficientul de transformare a transmisiei mecanice în calculul etalonării scării radioreceptorului în frecvențe datorită independenței raportului $\frac{\Delta_{C_{v_{max}}}}{\Delta_{C_{v_n}}}$ față de elementele parazite din montaj, permite ca și etalonarea scării să fie independentă de acestea, calculul ei putîndu-se face pentru circuitul simplu din figura 2.

Din relațiile (4), (25) și (27) obținem că:

$$C_s = \frac{c_{min}}{1 - c_{min}}\,\frac{1 - b_{min}}{b_{min} - c_{min}}\,\Delta C_{v_{vmax}} \tag{32}$$

De remarcat totuși că trebuie avut în vedere cazul real din figura 3 și că, spre deosebire de relația (28) unde avem un raport de variații de capacități ale condensatorului variabil (acestea fiind independente de elementele parazite, prin modul de deducere a tabelei 1) relația (32) este corectă doar pentru cazul din figura 2, urmînd ca în celelalte cazuri valoarea obținută să fie corectată conform cu tabela 1.

Urmează a determina acum valoarea $c_{min}$.

În acest scop în circuitul de intrare din figura 4 se impune ca la frecvențele de aliniere perfectă capacitatea condensatorului variabil să fie aceiași ca și cea din circuitul oscilatorului local.

Din această condiție rezultă

$$c_{min} = \gamma \frac{\delta - 1}{\delta} \cdot \tag{33}$$

Valoarea necesară a trimerului se obține

$$C_t = \frac{\delta_1 C_{v_1} - \delta_3 C_{v_3}}{b_1' - 1 - 1} - \delta_3 C_{v_3} \tag{34}$$

iar inductanța circuitului de intrare va trebui să aibă valoarea rezultată din

$$L = \frac{1}{\omega_n^2 (\delta_n C_{v_n} + C_t)} \cdot \tag{35}$$

De asemenea inductanța circuitului oscilator rezultă din

$$L_0 = \frac{(1 - c_{min})^2}{\omega_{0max}^2 \Delta C_{v_{max}} c_{min} (1 - b_{min})} \cdot \tag{36}$$

În practică, precum s-a arătat, nu se pot aprecia exact capacitățile parazite, ceea ce face ca să fie necesar să se asigure o posibilitate de reglaj a inductanței între limitele

$$\frac{L_{0max}}{L_{0min}} = \frac{L_o}{a_{L_0}} \tag{37}$$

iar padderul va putea să aibă valori cuprinse între

$$\frac{C_{s_{max}}}{C_{s_{min}}} = \frac{a_{C_s}}{C_s} \cdot \tag{38}$$

Din acestea rezultă că valoarea exactă a lui $C_s$ nu se poate stabili decît experimental, ceea ce arată că nu este necesar calculul laborios și exact dat în [1], [2], [3], punînd totodată în evidență importanța celor arătate la discuția expresiei (28), acesta fiind un invariant în funcție de elementele parazite.

Din expresiile (37) și (38) rezultă și limitele necesare pentru reglaj, în funcție de dispersia posibilă a capacităților parazite.

## 4. Circuitul de intrare cu cuplaj capacitiv derivație

Un caz important de aplicare a metodei expuse este circuitul de intrare în care cuplajul se face printr-o capacitate derivație ($b_{C_d}$) caz netratat în literatura de specialitate (fig. 1).

Deoarece circuitul de intrare trebuie să asigure acordul la frecvențele $f_1$ și $f_3$ se obține din condiția

$$b_1' = \frac{C_{v_3} + b_{C_t}'}{C_{v_1} + b_{C_t}'} \frac{C_{v_1} + b_{C_t}' + b_{C_d}}{C_{v_3} + b_{C_t}' + b_{C_d}}$$

valoarea

$$\delta = \frac{\delta_i}{2} \left( 1 + \sqrt{\frac{\delta_i - 1}{\delta_i^2}\, a} \right) \tag{39}$$

valoarea $\delta_i$ fiind dată în formula (16).

Se remarcă și aici faptul că în practică este impus $c_{C_d}$ și nu $b_{C_d}$. Pentru a determina în acest caz valoarea $b_{C_d}$ ce intervine în (16) se presupune cunoscută valoarea capacității parazite $c_{C_t}$ (fig. 5) și se determină $b_{C_d}$ din :

$$b_{C_d} = \frac{c_{C_d}^2}{c_{C_d} + c_{C_t}} \tag{40}$$

și de aici

$$C_d = \frac{\delta}{\delta_i} (b_{C_d} + \Delta C_{v_{max}}) - C_{v_{max}} \tag{41}$$

## 5. Calculul extensiilor de bandă în domeniul undelor scurte

Realizarea extensiilor de bandă în domeniul undelor scurte se face reducînd raportul de variație a capacității fie prin montarea în derivație cu condensatorul variabil a unei capaci-

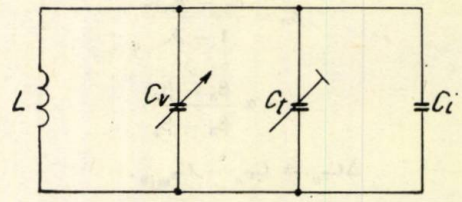



Fig. 6. *Circuit pentru extensie de bandă*

tăți fixe (fig. 6), fie prin montarea în serie cu condensatorul variabil a unei capacități, circuitul devenind similar celui din figura 3 pentru oscilator și celui din figura 5 pentru circuitul de intrare.

Primul montaj prezintă avantajul unei influențe mai reduse a abaterilor capacităților din circuit, impunînd însă valori mari ale capacităților de acord și deci valori mici ale inductanțelor.

Aceasta face ca realizarea tehnologică a bobinelor să fie foarte dificilă.

Pentru a evita aceasta se alege un montaj cu capacitate serie.

În acest caz avem 6 elemente reglabile și deci acordul perfect poate fi asigurat în patru puncte. Se micșorează astfel eroarea de aliniere fără a introduce elemente în plus.

Punctele de acord exact vor fi la frecvențele $f_1$, $f_{21}$, $f_{22}$ și $f_3$.

Acest acord exact apare necesar în special în cazul utilizării circuitelor de intrare pe unde scurte pe ferită, unde se obțin factori de calitate în gol de 300 și deci în sarcina de circa 200.

La aceste valori banda de trecere fiind la 6 MHz de 30 kHz, la erori de aliniere de ordinul a 100 kHz, cum se obțin în cazul acordului în două puncte, rezultă atenuări mari, ce nu sînt admisibile.

Proiectarea se face pe baza relației (28) impunînd ca în punctele $f_{21}$ și $f_{22}$ să fie aceeași valoare a capacității variabile adică :

$$\Delta C_{v_{21}} = \frac{c_{min}}{\beta_{21} + c_{min}} \Delta C_{v_{max}} = \frac{c_{min}'}{\beta_{21}' + c_{min}'} (\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}) \tag{42}$$

$$\Delta C_{v_{22}} = \frac{C_{min}}{\beta_{22} + C_{min}} \Delta C_{v_{max}} = \frac{C_{min}'}{\beta_{22}' + c_{min}'} (\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}) \tag{43}$$

Înlocuind conform relației (28) valorile $\Delta C_{v_1}$ și $\Delta C_{v_3}$ se obține :

$$c_{min}' = \beta_{21}' \left( \frac{\beta_{21} + c_{min}}{1 + c_{min}} \frac{\beta_3 + c_{min}}{\beta_3 - \beta_1} - 1 \right) \tag{44}$$

$$c_{min}^2 + (\beta_1 + \eta)\, c_{min} + \beta_3 (\eta - \beta_1) + \beta_1^2 = 0 \tag{45}$$

din care se determină $c_{min}$ și $c'_{min}$ și apoi elementele de circuit.

Frecvențele de acord exact se determină impunînd ca eroarea de aliniere să aibă o anumită lege de variație.

S-a notat

$$\gamma = \frac{\beta_{21}\beta'_{21} - \beta'_{21}\beta_{22}}{\beta'_{22} - \beta'_{21}} \tag{46}$$

Deoarece reglajul în patru puncte de acord este complicat, micșorînd productivitatea muncii, se preferă totuși uneori acordul în trei puncte.

În acest caz se poate impune valoarea unuia din elemente.

Se preferă a se considera valoarea $C'_p$ dată.

Valoarea pentru $C'_p$ se stabilește mai mare decît valoarea maximă a capacității parazite.

Pe baza valorii stabilite se află $c_{min}$ (6), $\gamma$ (17), $C_s$ (25), $\Delta C_{v_n}$ (28).

Pentru a putea să fie realizabil circuitul este necesar ca

$$\gamma > c_{min}. \tag{47}$$

Valorile elementelor circuitelor de intrare se stabilesc din

$$b_{C_d} = (\delta_i - 1)\,\Delta C_{v_{max}} \tag{48}$$

unde

$$\delta_i = \frac{4\delta^2 + a}{4\delta + a} \tag{49}$$

iar

$$\delta = \frac{\gamma}{\gamma - c_{min}}. \tag{50}$$

Se obține de asemenea

$$c'_{min} = \frac{1}{2}\left\{1 + b'_1 + \frac{\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}}{b_{C_d}}(1 - b'_1) - \sqrt{(1 - b'_1)^2\left[1 + \left(\frac{\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}}{b_{C_d}}\right)^2\right] + 2(1 - b'_{12})\frac{\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}}{b_{C_d}}}\right\} \tag{51}$$

și

$$b'_{C_t} = \frac{c'_{min}}{1 - c'_{min}}(\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}) - C_{v_3}. \tag{52}$$

## 6. Calculul erorilor de aliniere

Din [7] rezultă că forma curbei abaterilor de frecvență este independentă de tipul de montaj ales și ca atare alegerea schemei se face numai din condiția obținerii unei cît mai mari reproductibilități a performanțelor.

Din acest punct de vedere este recomandabil montajul în care $C_p$, respectiv $C_t$, se consideră cunoscute, deoarece legăturile condensatorului variabil la montaj, avînd un traseu mai puțin stabil prezintă variații mai mari de capacități parazite, decît bobina care are o capacitate parazită cu variații mai mici și aceasta în special în cazul că pentru montarea ei se folosește cablajul imprimat.

Eroarea de aliniere se determină din relația (1) în ipoteza că

$$(\Delta f)^2 \ll f^2. \tag{53}$$

Rezultă pentru circuitul de intrare din figura 1

$$C_{v_n} = \frac{b_{C_d}}{2\pi b_L\, b_{C_d} f_n^2 - 1} - b'_{C_t} \tag{54}$$

care înlocuit în (23) determină

$$\Delta f = \sqrt{\frac{a_1 f^2 + a_2}{a_3 f^2 + a_4}} - f - f_i \tag{55}$$

expresie ce generalizează cea obținută în [7] și pentru cazul cuplajului cu antena de tipul capacitiv derivație.

Se remarcă de asemenea că în (54) intervin mărimile primare calculate, independent de elementele parazite din montaj putîndu-se determina astfel corect, prin calcul, valoarea erorii de aliniere, fără a mai necesita aproximări suplimentare, relația (52) ducînd la erori mai mici de $1^0/_{00}$.

Un calcul și mai exact și mai simplu se poate face pe baza relației (28).

Știind astfel că frecvența de rezonanță a circuitului de intrare din figura 1 este

$$f_n = \frac{1}{2\pi\left(b_L\, b_{C_d}\dfrac{C_{v_n} + b_{C'_t}}{b_{C_d} + C_{v_n} + b_{C'_t}}\right)^{1/2}} \tag{56}$$

și înlocuind pe $C_{v_n}$ prin

$$C_{v_n} = \frac{c_{min}}{\beta_n + c_{min}}\Delta C_{v_{max}} + C_{v_{min}} \tag{57}$$

se obține

$$\Delta f = f_n - \sqrt{f_d^2 + \frac{f_c^2}{\dfrac{c_{min}}{\beta_n + c_{min}} + \dfrac{C_{v_{min}} + C'_t}{\Delta C_{v_{max}}}}} \tag{58}$$

unde

$$f_d^2 = \frac{1}{4\pi^2 b_L\, b_{C_d}} \tag{59}$$

$$f_c^2 = \frac{1}{4\pi^2 b\Delta C_{v_{max}}}. \tag{60}$$

Expresia (58) permite un calcul rapid.

În cazul în care

$$b_{C_d} = \infty$$

rezultă

$$f_d = 0$$

și se obține

$$\Delta f = f_n - \sqrt{\frac{f^2}{\dfrac{c_{min}}{\beta_n + c_{min}} + \dfrac{C_{v_{min}} + b_{C'_t}}{\Delta C_{v_{max}}}}} \tag{61}$$

## 7. Calculul elementelor circuitelor de radiofrecvență pentru unde medii și lungi folosind un circuit oscilator comun

În multe din radioreceptoarele populare se preferă, din motive economice, să se folosească aceeași inductanță și același padder în domeniul undelor medii și lungi.

Un calcul al trimerului necesar în domeniul undelor lungi se face pe baza relațiilor (32) și (36), din care rezultă pentru :

$$c_{L_{min}} = b_{L_{min}}\frac{p - 1}{p - b_{L_{min}}} \tag{62}$$

în care

$$c_{L_{min}} = \frac{C'_{pL} + C_{v_{min}}}{C'_{p_L} + C_{v_{max}}} \tag{63}$$

și

$$b_{L_{min}} = \frac{f_{0Lmin}^2}{f_{0Lmax}^2} \tag{64}$$

indicele $L$ arătînd că parametrii respectivi se referă la gama de unde lungi.

Valoarea $p$ este definită de

$$p = \omega^2_{O_{L_{min}}} L_o C_s \tag{65}$$

și este cunoscută în proiectare, valorile $L_o$ și $C_s$ fiind determinate în cadrul proiectării pentru unde medii.

Pentru ca circuitul să fie realizabil este necesar ca

$$1 < p < \frac{C_s + C_{v_{max}}}{C_{v_{max}}}. \tag{66}$$

Impunînd frecvența minimă a benzii de unde lungi rezultă în acest caz frecvența maximă a oscilatorului

$$f_{o_{max}} = \sqrt{b_{L_{min}}}\, f_{o_{min}} \tag{67}$$

unde

$$b_{L_{min}} = 1 - \frac{p-1}{\frac{p}{p-1}\,\frac{C_s}{\Delta C_{v_{max}}} - 1} \tag{68}$$

Cu acestea putem determina frecvența maximă și apoi frecvențele de acord exact.

Datorită faptului că au fost impuse două condiții, vom avea două din frecvențele caracteristice impuse.

Una din ele este frecvența maximă ce rezultă din (67) și a doua va fi frecvența centrală de acord ($f_2$).

Aceasta de fapt nici nu interesează, deoarece pentru reglaj avem valoarea $C_s$, deja stabilită pentru unde medii. Calculînd $f_1$ și $f_3$ conform cu una din metodele cunoscute [4] se pot determina elementele circuitului de intrare cu ajutorul relațiilor (34), (35) și valoarea condensatorului ajustabil necesar din (27). Proiectarea în continuare se face ca și în domeniul undelor medii.

## 8. Reglarea circuitelor de radiofrecvență

Pentru determinarea elementelor circuitelor de radiofrecvență se făcea o apreciere a elementelor parazite, stabilindu-se aproximativ valoarea $C_s$, pentru ca apoi tatonîndu-se cu valori ale lui $C_s$ cuprinse între limitele stabilite prin (38) și ridicîndu-se de fiecare dată curbă erorilor de aliniere să se stabilească valoarea optimă a padderului.

Aceasta impunea un volum mare de muncă și datorită măsurătorilor multiple ce le impunea făcea ca determinarea să fie susceptibilă de erori.

Datorită stabilirii prin expresia (28) a invariantei lui $\Delta C_{v_n}$ în funcție de elementele montajului se propune o metodă de reglaj rapidă, ținînd seama de situația reală a circuitului și nebazîndu-se pe valori apreciate. Această metodă permite o reglare directă a valorii $C_s$, în condițiile de funcționare a montajului, fără instrumente de măsură în circuitele de radiofrecvență, care să introducă erori în determinarea valorii $C_s$.

Procedeul este următorul:

1. Se reglează elementul circuitului oscilator.

a) Se stabilește prin calcul (28) valoarea $\Delta C_{v_2}$ corespunzătoare frecvenței de acord exact $f_2$ (respectiv $\Delta C_{v_{21}}$ la frecvența $f_{21}$ pentru acordul în patru puncte).

b) La prototipul executat se execută reglajul filtrelor de frecvență intermediară.

c) Se stabilește unghiul de deschidere a condensatorului variabil corespunzător valorii $\Delta C_{v_2}$ ($\Delta C_{v_{21}}$) sau de realizează măsurînd la o punte pentru capacități, o capacitate egală cu $\Delta C_{v_2}$ ($\Delta C_{v_{21}}$).

d) Se montează ca padder valoarea $C_s$ stabilită prin relația (32) și paralel cu ea un condensator ajustabil care să asigure raportul cerut de relația (38).

e) Se introduce în circuitul de antenă — prin sistemul de excitație normal — frecvența $f_{min}$ și se reglează $C_s$ pentru maximum de putere la ieșirea radioreceptorului, condensatorul variabil avînd valoarea maximă.

f) Schimbînd frecvența de excitație la $f_2$ ($f_{21}$) și, fie montînd în derivație cu condensatorul variabil capacitatea $\Delta C_{v_2}$ ($\Delta C_{v_{21}}$) minimă fie rotînd corespunzător acesteia condensatorul variabil, ceea ce este dificil, se reglează $L_0$ pentru maximum puterii la ieșire.

g) Se schimbă frecvența la intrare la $f_{max}$ și deschizînd complet condensatorul variabil se reglează $C'_p$ pentru puterea maximă la ieșire.

După cîteva reglări succesive, cînd la $C'_p$ nu mai este nevoie de nici o variație pentru acord, avem valorile stabilite pentru circuitul oscilator, și urmează apoi a măsura la punte valoarea $c_{C_s}$ necesară pentru acord corect.

2. Reglarea elementelor circuitului de intrare se face similar cu cea a oscilatorului local. În cazul acordului în patru puncte la frecvențe $f_1$, $f_{22}$ și $f_3$ se stabilește poziția necesară a condensatorului variabil. Aceasta este ușor de stabilit, deoarece este cea pentru care se obține maximum puterii la ieșire cu frecvența respectivă la intrare deoarece deja oscilatorul este acordat. Aici se reglează valoarea $b_{C_d}$, $c_{L_0}$, respectiv $c_{C'_l}$.

Pentru acordul în trei puncte se reglează bobina la frecvența $f_1$ și condensatorul ajustabil la frecvența $f_3$.

## 9. Exemplu de calcul

Pentru a ilustra metoda de proiectare expusă, se dau următoarele exemple de calcul uzuale în practică.

Avînd

$$C_{v_{max}} = 490 \text{ pF}$$

$$C_{v_{min}} = 10 \text{ pF}$$

$$f'_{max} = 525 \text{ kHz}$$

$$f'_{min} = 1\,605 \text{ kHz}$$

și considerîndu-se 1 % coeficientul de asigurare a capetelor de gamă vom avea:

$$f_{max} = 1\,625 \text{ kHz}$$

$$f_{min} = 520 \text{ kHz}.$$

Punctele de acord se determină după formulele empirice stabilite de J. Mohrmann [4], [5], [6], [7].

$$p = \frac{f_{max}}{f_{min}} = 3{,}13$$

$$f_1 = (0{,}89 + 0{,}11\sqrt{p})\, f_{min} = 567 \text{ kHz}$$

$$f_2 = (0{,}05 + 0{,}95\sqrt{p})\, f_{min} = 900 \text{ kHz}$$

$$f_3 = (0{,}11 + 0{,}89\ p)\, f_{min} = 1\,510 \text{ kHz}.$$

Frecvențele corespunzătoare ale oscilatorului pentru o frecvență intermediară de 455 kHz sînt:

$$f_{0\,min} = f_{min} + f_i = 975 \text{ kHz};$$

$$f_{01} = f_1 + f_i = 1\,022 \text{ kHz};$$

$$f_{02} = f_2 + f_i = 1\,355 \text{ kHz};$$

$$f_{03} = f_3 + f_i = 1\,965 \text{ kHz};$$

$$f_{0\,max} = f_{max} + f_i = 2\,060 \text{ kHz}.$$

$$b_{min} = \left(\frac{f_{0_{min}}}{f_{0_{max}}}\right)^2 = 0{,}224$$

$$b_1 = \left(\frac{f_{0_1}}{f_{0_{max}}}\right)^2 = 0{,}248$$

$$b_2 = \left(\frac{f_{0_2}}{f_{0_{max}}}\right)^2 = 0{,}432$$

$$b_3 = \left(\frac{f_{0_3}}{f_{0_{max}}}\right)^2 = 0{,}91$$

$$\alpha = \frac{\left(\frac{f_3}{f_1}\right)^2 - 1}{\left(\frac{f_3}{f_2}\right)^2 - 1} = 3{,}35$$

$$\beta_1 = \frac{b_1 - b_{min}}{1 - b_1} = 0{,}0314$$

$$\beta_2 = \frac{b_2 - b_{min}}{1 - b_2} = 0{,}367$$

$$\beta_3 = \frac{b_3 - b_{min}}{1 - b_3} = 8{,}75$$

$$\beta = \alpha \frac{\beta_2 - \beta_2}{\beta_3 - \beta_1} = 3{,}2$$

$$\gamma = \frac{\beta_2 - \beta\beta_1}{\beta - 1} = 0{,}1208.$$

Dacă cuplajul cu antena este capacitiv derivație cu

$b_{C_d} = 3\,300$ pF, avem :

$$\delta_i = \frac{b_{C_d}}{\Delta C_{v_{max}}} + 1 = 7{,}22$$

$$b_1' = \left(\frac{f_1}{f_3}\right)^2 = 0{,}1405$$

$$a = \left(\frac{b_1'}{1 - b_1'} \frac{\beta_3 - \beta_1}{\beta_1 + \gamma} - 1\right) \frac{4\gamma}{\beta_3 + \gamma} = 0{,}456$$

$$\delta = \frac{\delta_i}{2}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{\delta_i - 1}{\delta_i^2} a}\right) = 7{,}32$$

$$c_{min} = \gamma \frac{\delta - 1}{\delta} = 0{,}106.$$

Dacă circuitul de intrare are cuplajul prin cîmp magnetic cu sursa de semnal, atunci deoarece $\delta = \infty$

$$c_{min} = 0{,}1208.$$

Deoarece metoda de calcul este identică, mai departe calculul se face pentru acest caz considerînd că avem circuitul de intrare al receptorului tranzistorizat pe bara de ferită, și deci :

$$C_s = \frac{c_{min}}{1 - c_{min}} \frac{1 - b_{min}}{b_{min} - c_{min}} \Delta C_{v_{max}} = 490 \text{ pF}$$

$$\Delta C_{v_2} = \frac{c_{min}}{\beta_2 - c_{min}} \Delta C_{v_{max}} = 120 \text{ pF}$$

$$C_p' = \frac{c_{min}}{1 - c_{min}} \Delta C_{v_{max}} - C_{v_{min}} = 55 \text{ pF}$$

$$L_0 = \frac{(1 - c_{min})^2}{\omega_{0\,max}^2 \Delta C_{v_{max}} \cdot c_{min} (1 - b_{min})} = 103 \text{ μH}$$

$$\Delta C_{v_1} = \frac{c_{min}}{\beta_1 + c_{min}} \Delta C_{v_{max}} = 371 \text{ pF}$$

$$\Delta C_{v_3} = \frac{c_{min}}{\beta_3 + c_{min}} \Delta C_{v_{max}} = 65 \text{ pF}$$

$$\delta_1 = \frac{1}{1 + \frac{C_{v_1}}{C_d}} = 1$$

$$\delta_3 = \frac{1}{1 + \frac{C_{v_3}}{C_d}} = 1$$

$$C_t = \frac{\delta_1 C_{v_1} - \delta_3 C_{v_3}}{b_1^{-1} - 1} - \delta_3 C_{v_3} = 42 \text{ pF}$$

$$L = \frac{1}{\omega_n^2 (\delta_n c_{v_n} + C_t)} = 186 \text{ μH}.$$

În ipoteza că $c_{C_p} = 20$ pF, vom avea :

$$c_{C_S} = C_s \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{c_{C_p}}{C_s}}\right) = 510 \text{ pF}$$

$$c_{C_p'} = C_p' - \frac{c_{C_p} c_{C_s}}{c_{C_p} + c_{C_s}} = 35{,}8 \text{ pF}$$

$$c_{L_0} = L_0 \frac{C_s}{c_{C_s} + c_{C_p}} = 92{,}5 \text{ μH}.$$

Pentru gama de unde scurte calculul se face similar. Impunîndu-se

$f_{max} = 15{,}8$ MHz

$f_{min} = 5{,}8$ MHz

rezultă :

$f_1 = 6{,}23$ MHz

$f_2 = 9{,}4$ MHz

$f_3 = 14{,}68$ MHz.

Frecvențele corespunzătoare ale oscilatorului vor fi

$f_{0_{max}} = 16{,}255$ MHz

$f_{0_{min}} = 6{,}255$ MHz

$f_{0_1} = 6{,}685$ MHz

$f_{0_2} = 9{,}955$ MHz

$f_{0_3} = 15{,}135$ MHz

și cu acestea se obțin

$b = 0{,}148$

$b_1 = 0{,}169$

$b_2 = 0{,}376$

$b_3 = 0{,}87$

$\alpha = 3{,}16$

$\beta_1 = 0{,}0253$

$\beta_2 = 0{,}366$

$\beta_3 = 5{,}54$

$\beta = 2{,}96$

$\gamma = 0{,}1484$

$b_1' = 0{,}181$

Deoarece se consideră capacitatea maximă parazită $C'_p = 40$ pF, se obține:

$$c_{min} = \frac{C'_p + C_{v_{min}}}{C'_p + C_{v_{max}}} = 0{,}0943$$

$$\delta = \frac{\gamma}{\gamma - c_{min}} = 2{,}722$$

$$C_s = \frac{c_{min}}{1 - c_{min}} \frac{1 - b_{min}}{b_{min} - c_{min}} \Delta C_{v_{max}} = 810 \text{ pF}$$

$$L_0 = \frac{(1 - c_{min})^2}{\omega^2_{0\,max} \Delta C_{v_{max}} c_{min} (1 - b_{min})} = 2{,}04 \text{ } \mu\text{H}$$

$$a = \left( \frac{b'_1}{1 - b'_1} \frac{\beta_3 - \beta_1}{\beta_1 + \gamma} - 1 \right) \frac{4\gamma}{\beta_3 + \gamma} = 0{,}632$$

$$\delta_i = \frac{4\delta^2 + a}{4\delta + a} = 2{,}7$$

$$b_{C_d} = (\delta_i - 1)\, \Delta C_{v_{max}} = 833 \text{ pF}$$

$$\Delta C_{v_1} = \frac{c_{min}}{c_{min} + \beta_1} \Delta C_{v_{max}} = 386 \text{ pF}$$

$$\Delta C_{v_2} = \frac{c_{min}}{c_{min} + \beta_3} \Delta C_{v_{max}} = 8{,}2 \text{ pF}$$

$$c'_{min} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + b'_1 + \frac{\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}}{b_{C_d}} (1 - b'_1) - \right.$$

$$\left. - \sqrt{(1 - b'_1)^2 \left[ 1 + \left( \frac{\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}}{b_{C_d}} \right)^2 \right] + 2(1 - b'_1) \frac{\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_2}}{b_{C_d}}} \right\} =$$

$$= 0{,}111$$

$$b_{C'_t} = \frac{c'_{min}}{1 - c'_{min}} (\Delta C_{v_1} - \Delta C_{v_3}) - C_{v_3} = 39 \text{ pF}$$

$$b_L = \frac{1}{\omega^2_3 \dfrac{b_{C_d} (C_{v_3} + C'_t)}{b_{C_d} + C_{v_3} + C'_t}} = 2{,}64 \text{ } \mu\text{H}$$

dacă $c_{C_p} = c_{C_t} = 10$ pF, vom avea:

$$c_{C_s} = C_s \left( \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{c_{C_p}}{C_s}} \right) = 820 \text{ pF}$$

$$c_{C'_p} = C'_p - \frac{c_{C_p} c_{C_s}}{c_{C_p} + c_{C_s}} = 30 \text{ pF}$$

$$c_{L_0} = L_0 \frac{C_s}{c_{C_s} + c_{C_p}} = 1{,}99 \text{ } \mu\text{H}$$

$$c_{C_d} = b_{C_d} \left( \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{c_{C_t}}{b_{C_d}}} \right) = 843 \text{ pF}$$

$$c_{C'_t} = C'_t - \frac{c_{C_t} c_{C_d}}{c_{C_t} + c_{C_d}} = 29 \text{ pF}$$

$$c_L = b_L \frac{b_{C_d}}{c_{C_d} + c_{C_t}} = 2{,}58 \text{ } \mu\text{H}.$$

## 10. Rezultate experimentale

Folosind datele din exemplu arătat s-au obținut

$$c_{C_s} = 512 \text{ pF}$$

$$c_{C'_p} = 33{,}8 \text{ pF}$$

pentru unde medii, iar pentru unde scurte a rezultat

$$c_{C_s} = 818 \text{ pF}$$

$$c_{C_d} = 841 \text{ pF}.$$

Valori ce verifică calculele efectuate, arătînd că pe unde medii capacitatea $c_{C_p}$ apreciată este eronată, cea reală fiind 22 pF, iar pe unde scurte valoarea reală este doar de 8 pF.

## 11. Concluzii

Metoda de proiectare propusă prezintă următoarele avantaje:

1) Are la bază impunerea acoperirii gamelor de undă de către circuitul oscilator și nu de către circuitul de intrare, situație corespunzătoare necesităților existente în practică.

2) Ține seamă de faptul că circuitul de intrare poate să aibă cuplajul cu antena de tipul capacitiv derivație, stabilind un calcul general și unitar.

3) Stabilește calculul erorii de aliniere pentru cazul general al circuitului de intrare.

4) Stabilește invarianța raportului $\frac{\Delta C_{v_n}}{\Delta C_{v_{max}}}$ în funcție de elementele parazite ale montajului și pe această bază o metodă de reglaj ce nu mai impune o serie de încercări laborioase pentru determinarea elementelor circuitelor de radiofrecvență.

5) Permite ca utilizînd aceleași elemente să se micșoreze eroarea de aliniere în extensiile pe unde scurte, stabilind metode de proiectare în ipoteza realizării alinierii în trei și patru puncte.

6) Permite o determinare teoretică simplă a etalonării scării radioreceptoarelor.

7) Permite un calcul al elementelor circuitelor de radiofrecvențe simplu, nesusceptibil la erori, care se poate face cu rigla de calcul, nefiind necesar un calcul mai exact, deoarece elementele parazite se apreciază și aprecierea aceasta duce la erori mai mari decît cele ce se introduc prin calcul.

Aceasta mai pune încă o dată în evidență avantajul metodei simple de reglaj arătată, care permite obținerea valorilor corecte pe o cale experimentală simplă, deoarece precum s-a arătat determinarea lor teoretică duce la erori — datorită necesității aprecierii elementelor parazite — mai mari decît cele ce se introduc prin calcul.

### BIBLIOGRAFIE


[1] VINICIU NICOLESCU și ANDREI VLĂDESCU. *Aparate de radiorecepție*, vol. II, Editura Tehnică, București, 1959.

[2] SUȚTKOI, K. A. *Proiectirovanie radiopriomnicov A. M. i Ci M signalov*, Gosenergoizdat, Leningrad, 1958.

[3] SIFOROV, V. I. *Radioreceptoare*, Editura Energetică de Stat, București, 1954.

[4] MOHRMANN, J. *Das Gleichlaufproblem im Superhet*, Funktechnische Zeitung, nr. 1 (1952), pag. 24.

[5] MOHRMANN, J. *Probleme um die Gleichlaufberechnung im Superhet*, Funk und Ton, nr. 1 (1953), pag. 1.

[6] CONSTANTINESCU STELIAN — *Radiotehnica teoretică și practică*, vol. II, Editura Tehnică, București, 1961.

[7] TUSCHER, V. și LANSTIAK, B. *Presny a rychly vypočet tribodoveho soubĕhu superhetu*. Slaboproudy Obzor, nr. 12 (1958), p. 795.

[8] COSTINER, EDUARD. *Proiectarea circuitelor de radiofrecvență*, Comunicare la sesiunea științifică a Uzinelor Electronica, decembrie, 1962.

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

# Televizorul VS 59-641 „COSMOS 2"

Ca şi televizorul VS54-622 „COSMOS" fabricat în anii 1962—1963, acest televizor este înzestrat cu cele mai moderne dispozitive de reglaj automat, avînd şi posibilitatea comenzii de la distanţă. Cu o stabilitate remarcabilă în funcţionare, televizorul „COSMOS 2" realizează pe ecran o imagine de înaltă calitate datorită atît strălucirii excepţionale a imaginii, cît şi focalizării superioare a spotului.

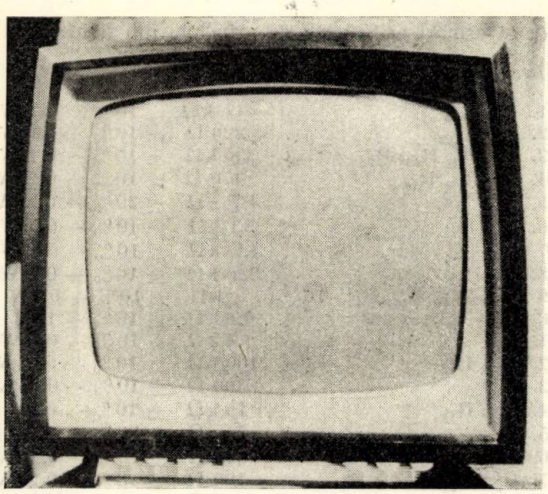


Fig. 1. *Fotografia televizorului VS 59-641 „Cosmos 2"*

Aparatul este prezentat într-o casetă de placaj furniruit, cu linie modernă, avînd aceleaşi dimensiuni ca şi televizorul VS54-622 „COSMOS" (fig. 1).

## PARTICULARITĂŢI CONSTRUCTIVE

— Este prevăzut cu şasiu rabatabil, iar montajul este realizat sub formă mixtă de cablaj obişnuit şi circuite imprimate. Şasiul rabatabil şi circuitele imprimate existente în construcţia sa permit o uşoară manipulare şi asigură o întreţinere şi depanare mai uşoară, fără a fi nevoie de descasetare.

— Impedanţa de intrare este de 300 Ω simetrică, ceea ce oferă posibilitatea folosirii unui cablu bifilar de coborîre de la antenă, fără adaptor (soluţie mai ieftină).

— Are integrat în montaj un atenuator cu atenuare de 30 dB folosit la recepţionarea semnalelor puternice.

— Pentru redresarea curentului alternativ de la reţea, aparatul este prevăzut cu 2 diode redresoare cu siliciu, care înlocuiesc redresorul cu seleniu cu care este dotat televizorul VS54-622 „COSMOS".

— Este înzestrat cu o serie de dispozitive de automatizare moderne, care fac mai comodă deservirea aparatului. Aceasta justifică de altfel numărul ridicat de tuburi electronice şi diode semiconductoare cu care este echipat. Astfel, televizorul „COSMOS 2" posedă reglaje automate pentru acordul fin, frecvenţa liniilor, dimensiunile imaginii şi pentru luminozitate la variaţia manuală a contrastului. Este prevăzut de asemenea cu posibilitatea de comandă de la distanţă pentru volum sonor, luminozitate şi contrast.

— Este echipat cu 3 difuzoare, dintre care un difuzor eliptic permanent dinamic de 2,5 W şi 2 difuzoare electrostatice pentru redarea frecvenţelor înalte.

## DESCRIEREA SUMARĂ A TELEVIZORULUI

Este un receptor de televiziune din categoria LUX, de tip superheterodină, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine şi sunet (cu bătăi între purtătoare), destinat recepţiei a 12 canale de televiziune din benzile I—III, conform normelor OIRT.

Este echipat cu 18 tuburi electronice şi 11 diode semiconductoare, dintre care 9 diode cu germaniu şi 2 diode cu siliciu.

Numărul mare de tuburi electronice se explică şi prin faptul că televizorul „COSMOS 2" este dotat atît în frecvenţa intermediară, cît şi în audiofrecvenţă, cu cîte 3 etaje de amplificare, ceea ce conduce la o îmbunătăţire substanţială a sensibilităţii, atît pe calea de imagine, cît şi pe calea de sunet.

Tubul cinescop de tipul AW59-90 are diagonala de 59 cm, unghiul de deflecţie de 110° şi este prevăzut cu ecran aluminizat şi focalizare electrostatică.

Televizorul este prevăzut cu 11 reglaje manuale şi anume: volum sonor, contrast, luminozitate, frecvenţa liniilor, frecvenţa cadrelor, acordul fin, dimensiunile imaginii, liniaritatea în partea inferioară a imaginii, liniaritatea în partea superioară a imaginii, reglaj frecvenţe înalte şi reglaj frecvenţe joase.

Alimentarea aparatului se face numai de la reţeaua de curent alternativ (50 Hz), la tensiunile de 120 V şi 220 V.

Dimensiunile aparatului sînt aproximativ 595 × 539 × × 405 mm, iar greutatea circa 33 kg.

Examinînd schema de principiu a televizorului (fig. 2) se observă următoarele:

— Antena poate fi conectată, fie prin intermediul unui atenuator (poziţia A), fie direct cu bobinele de intrare (poziţia B). Primul caz se aplică pentru recepţionarea emiţătoarelor din apropiere, iar al doilea caz pentru recepţionarea emiţătoarelor îndepărtate.

— Blocul RF (ansamblu rotactor) cuprinde un etaj amplificator RF în montaj cascodă, echipat cu tubul electronic PCC88 (I) şi un etaj schimbător de frecvenţă, echipat cu tubul PCF82 (II). Oscilatorul este dotat cu un dispozitiv de acord fin automat, acţionat prin intermediul tubului EF80 (IV). Circuitul oscilant este prevăzut cu un montaj special pentru a simetriza banda în partea de sus şi de jos. Între anodul mixerului şi grila primului tub de frecvenţă intermediară se găseşte o punte de rejecţie, care serveşte pentru rejectarea purtătoarei de sunet şi de imagine a canalelor adiacente.

— Blocul FI, care se prezintă sub formă de circuite imprimate, cuprinde 3 etaje de amplificare a frecvenţei intermediare şi un etaj de detecţie a imaginii. Etajele de amplificare FI sînt realizate în montaj obişnuit, cu circuitele oscilante decalat acordate şi echipate cu tuburile EF80 (III, V, VI), iar etajul detectorvideo este echipat cu dioda cu germaniu OA 1160 ($D_4$), care comandă etajul final video.

— Amplificatorul de videofrecvenţă cuprinde un singur etaj (etaj final video) echipat cu tubul PCL84 (VII) şi anume, numai secţiunea pentodă a acestui tub; secţiunea triodă foloseşte la reglajul automat al sensibilităţii. Semnalul de imagine, detectat şi amplificat, este transmis la catodul tubului cinescop (XIX) printr-un circuit de corecţie serie-paralel.

— Blocul FI sunet, care se prezintă sub formă de circuite imprimate, cuprinde 2 etaje de amplificare a frecvenţei intermediare sunet şi un detector de raport. Etajele de amplificare FI sunet sînt echipate cu tuburile EBF89 (IX) şi PCF82 (X) — secţiunea pentodă — iar detectorul de raport este echipat cu 2 diode cu germaniu tip OA1172 ($D_5$, $D_6$).

— Amplificatorul de audiofrecvenţă, la care se aplică semnalul de sunet demodulat, este constituit din 2 etaje preamplificatoare echipate cu secţiunile triode ale tuburilor PCF82 şi PCL82 (X—XI) şi un etaj amplificator final echipat cu secţiunea pentodă a tubului PCL82 (XI). Aceste etaje asigură la ieşire, pe difuzorul permanent dinamic, o putere de 1,7 W cu maximum 10% distorsiuni neliniare.

— Separatorul şi amplificatorul de impulsuri (etajul de sincronizare) este echipat cu tubul ECH81 (VIII).

— Generatorul de baleiaj de cadre cuprinde un oscilator cu blocare echipat cu secţiunea triodă a tubului PCL82 (XII) şi un amplificator final cadre echipat cu secţiunea pentodă a aceluiaşi tub.

— Generatorul de baleiaj de linii cuprinde un multivibrator echipat cu tubul ECC82 (XIV) şi un amplificator final în montaj cu diodă de recuperare echipat cu tuburile PL36 (XVI) şi PY88 (XVII).

În acest bloc se mai găseşte un comparator de fază echipat cu 2 diode cu germaniu tip OA1161 ($D_8$, $D_9$) şi un dispozitiv de sincronizare automată a frecvenţei liniilor, echipat cu tubul ECC82 (XIII).

Înalta tensiune pentru alimentarea anodului tubului cinescop AW59-90 (XIX) se obţine prin redresarea impulsurilor de întoarcere cu ajutorul diodei DY86 (XVIII) care constituie un redresor de foarte înaltă tensiune (FIT).

Există de asemenea un dispozitiv de reglare automată a dimensiunii imaginii echipat cu secţiunea triodă a tubului PCF82 (XV) şi un dispozitiv de reglare a strălucirii la variaţia contrastului, echipat cu secţiunea pentodă a aceluiaşi tub.

Tensiunea continuă pentru alimentarea tuburilor electronice se obţine cu ajutorul unui redresor constituit din 2 diode redresoare cu siliciu de tip PJ202P ($D_{10}$, $D_{11}$).

## Date tehnice

*Comutator de canale*:

12 canale OIRT (49,75—223,25 MHz);
Banda I: 2 canale (48—66 MHz);
Banda II: 3 canale (76—100 MZz);
Banda III: 7 canale (174—230 MHz);

*Dimensiunile imaginii*: 385 × 489 mm (diagonala 59 cm).

*Sensibilitatea purtătoarei de imagine*: mai bună decît 50 μV la un nivel de semnal/zgomot de 20 dB.

*Sensibilitatea purtătoarei de sunet* (măsurată la intrarea receptorului) mai bună decît 25 μV la un nivel semnal/zgomot de 26 dB.

*Reglajul automat al sensibilităţii (RAS)*: pentru o variaţie de 26 dB a semnalului la intrare (cu reglajul contrastului la maxim), variaţia tensiunii video la ieşire (pe catodul cinescopului) este mai mică de 2 dB.

*Selectivitatea*:

— Atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare de 30 dB.

— Atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare de 20 dB.

— Atenuarea frecvenţei intermediare este mai mare de 35 dB.

— Atenuarea frecvenţei „imagine" este mai mare de 45 dB.

*Raportul semnal/zgomot*. Pentru un semnal de 75 μV la antenă, raportul semnal/zgomot este mai mare de 25 dB.

*Fidelitatea imaginii*: Definiţia pe orizontală este mai bună decît 450 linii în centru şi 400 linii la margini.

*Fidelitatea electrică a sunetului*: Banda de audiofrecvenţă la 6 dB este cuprinsă între 60—10 000 Hz.

*Puterea la ieşire*: 1,7 W cu maximum 10% distorsiuni neliniare.

*Consumul de la reţea*: aproximativ 160 VA.

*Impedanţa de intrarea a antenei*: 300 Ω (simetric).

*Frecvenţa intermediară de imagine*: 38 MHz.

*Frecvenţa intermediară de sunet*: 31,5 MHz şi 6,5 MHz.

*Tuburile electronice şi diodele semiconductoare folosite*:

PCC88 — amplificator de radiofrecvenţă
PCF82 — schimbător de frecvenţă şi oscilator
3 × EF80 amplificator FI
PCL84 — amplificator de videofrecvenţă şi reglajul automat al sensibilităţii
EF80 — reglajul automat al acordului fin
EBF89 — amplificator frecvenţe intermediare sunet
PCF82 — amplificator FI şi preamplificator audiofrecvenţă
PCL82 — preamplificator şi amplificator final de audiofrecvenţă
ECH81 — separator şi limitator de impulsuri
PCL82 — oscilator şi amplificator final cadre
ECC82 — reglajul automat al sincronizării frecvenţei liniilor
ECC82 — multivibrator linii
PL36 — amplificator final linii
PY88 — diodă recuperatoare
DY86 — redresor de foarte înaltă tensiune
PCF82 — reglajul automat al dimensiunii şi strălucirii
OA1160— demodulator video
2 × OA1172—discriminator pentru reglajul automat al frecvenţei
2 × OA1172 — demodulator de frecvenţă
OA1160 — reglaj fin al frecvenţei
2 × OA1161 — reglajul automat al frecvenţei liniilor (comparator de fază)
OA1161 — stingerea spotului în cursa inversă
2 × PJ202P — redresor cu siliciu

## Lista materialelor electrice

(a se urmări pe schema de principiu din figura 2)

*Rezistenţe chimice*

| | | | |
|---|---|---|---|
| 1. | $R_1$, $R_{56}$ | 47 kΩ | ± 10% — 0,1 W |
| 2. | $R_2$ | 220 Ω | ± 10% — 0,1 W |
| 3. | $R_3$, $R_4$, $R_{68}$, $R_{70}$ | 330 kΩ | ± 10% — 0,1 W |
| 4. | $R_5$, $R_{15}$, $R_{59}$ | 470 Ω | ± 10% — 0,25 W |
| 5. | $R_6$ | 4,7 kΩ | ± 20% — 0,25 W |
| 6. | $R_7$ | 33 kΩ | ± 10% — 0,5 W |
| 7. | $R_8$ | 4,7 kΩ | ± 10% — 0,1 W |
| 8. | $R_9$, $R_{17}$ | 220 kΩ | ± 10% — 0,1 W |
| 9. | $R_{10}$, $R_{148}$, $R_{161}$, $R_{170}$ | 10 kΩ | ± 10% — 0,1W |
| 10. | $R_{11}$ | 6,8 kΩ | ± 10% — 1W |
| 11. | $R_{12}$ | 4,7 kΩ | ± 10% — 0,5 W |
| 12. | $R_{13}$, $R_{14}$ | 100 kΩ | ± 10% — 0,05 W |
| 13. | $R_{16}$ | 390 Ω | ± 10% — 0,25W |
| 14. | $R_{18}$, $R_{166}$ | 15 kΩ | ± 10% — 0,1W |
| 15. | $R_{19}$ | 750 Ω | ± 50% — 0,1W |
| 16. | $R_{20}$, $R_{25}$ | 47 Ω | ± 10% — 0,25W |
| 17. | $R_{21}$, $R_{26}$ | 100 Ω | ± 10% — 0,25W |
| 18. | $R_{22}$, $R_{40}$, $R_{49}$ | 2,2 kΩ | ± 10% — 0,1W |
| 19. | $R_{23}$, $R_{24}$, $R_{28}$, $R_{33}$ | 1 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 20. | $R_{27}$, $R_{54}$, $R_{63}$, $R_{64}$, $R_{111}$, $R_{112}$, $R_{118}$ | 1,5 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 21. | $R_{29}$, $R_{74}$, $R_{92}$ | 22 kΩ | ± 10% — 0,1W |
| 22. | $R_{30}$ | 470 kΩ | ± 10% — 0,05W |
| 23. | $R_{31}$ | 4,7 MΩ | ± 10% — 0,5W |
| 24. | $R_{32}$, $R_{144}$ | 220 Ω | ± 10% — 0,25W |
| 25. | $R_{34}$, $R_{37}$, $R_{67}$, $R_{87}$, $R_{98}$, $R_{123}$, $R_{158}$ | 220 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 26. | $R_{35}$, $R_{47}$, $R_{119}$ | 470 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 27. | $R_{36}$ | 68 kΩ | ± 10% — 1W |
| 28. | $R_{38}$ | 3,3 kΩ | ± 10% — 0,05W |
| 29. | $R_{39}$, $R_{129}$ | 10 kΩ | ± 10% — 0,05 W |
| 30. | $R_{41}$ | 33 kΩ | ± 10% — 0,05W |
| 31. | $R_{42}$ | 330 Ω | ± 10% — 0,55W |
| 32. | $R_{43}$ | 3,3 kΩ | ± 10% — 3W |
| 33. | $R_{44}$, $R_{105}$, $R_{128}$, $R_{156}$ | 10 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 34. | $R_{45}$, $R_{79}$, $R_{80}$ | 47 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 35. | $R_{48}$ | 330/470/680 kΩ | ± 10% 0,5W |
| 36. | $R_{50}$ | 47 kΩ | ± 10% — 0,5W |
| 37. | $R_{51}$ | 270 Ω | ± 10% — 0,25W |
| 38. | $R_{52}$, $R_{75}$ | 3,3 kΩ | ± 10% — 0,1W |
| 39. | $R_{53}$, $R_{73}$, $R_{114}$, $R_{132}$ | 330 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 40. | $R_{55}$, $R_{66}$, $R_{72}$, $R_{107}$ | 100 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 41. | $R_{57}$ | 22 kΩ | ± 10% — 2W |
| 42. | $R_{58}$ | 100 kΩ | ± 10% — 0,1W |
| 43. | $R_{60}$, $R_{104}$, $R_{108}$, $R_{113}$, $R_{117}$ | 33 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 44. | $R_{61}$ | 2,2 MΩ | ± 10% — 0,25W |
| 45. | $R_{62}$, $R_{69}$, $R_{94}$, $R_{96}$, $R_{106}$, $R_{109}$, $R_{110}$, $R_{154}$ | 1 MΩ | ± 10% — 0,25W |
| 46. | $R_{65}$, $R_{71}$, $R_{163}$ | 2,2 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 47. | $R_{76}$ | 15 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 48. | $R_{77}$, $R_{95}$, $R_{120}$ | 680 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 49. | $R_{78}$ | 470 Ω | ± 10% — 1W |
| 50. | $R_{82}$, $R_{124}$ | 33 kΩ | ± 10% — 1W |
| 51. | $R_{83}$, $R_{171}$, $R_{172}$ | 100 kΩ | ± 10% — 0,5W |
| 52. | $R_{84}$ | 150 kΩ | ± 10% — 1W |
| 53. | $R_{85}$ | 10 kΩ | ± 10% — 0,5W |
| 54. | $R_{86}$ | 8,2 kΩ | ± 10% — 0,25W |
| 55. | $R_{88}$ | 1,5 MΩ | ± 10% — 0,25W |
| 56. | $R_{89}$ | 4,7 MΩ | ± 10% — 0,25W |
| 57. | $R_{91}$ | 4,7 kΩ | ± 10% — 0,25 W |

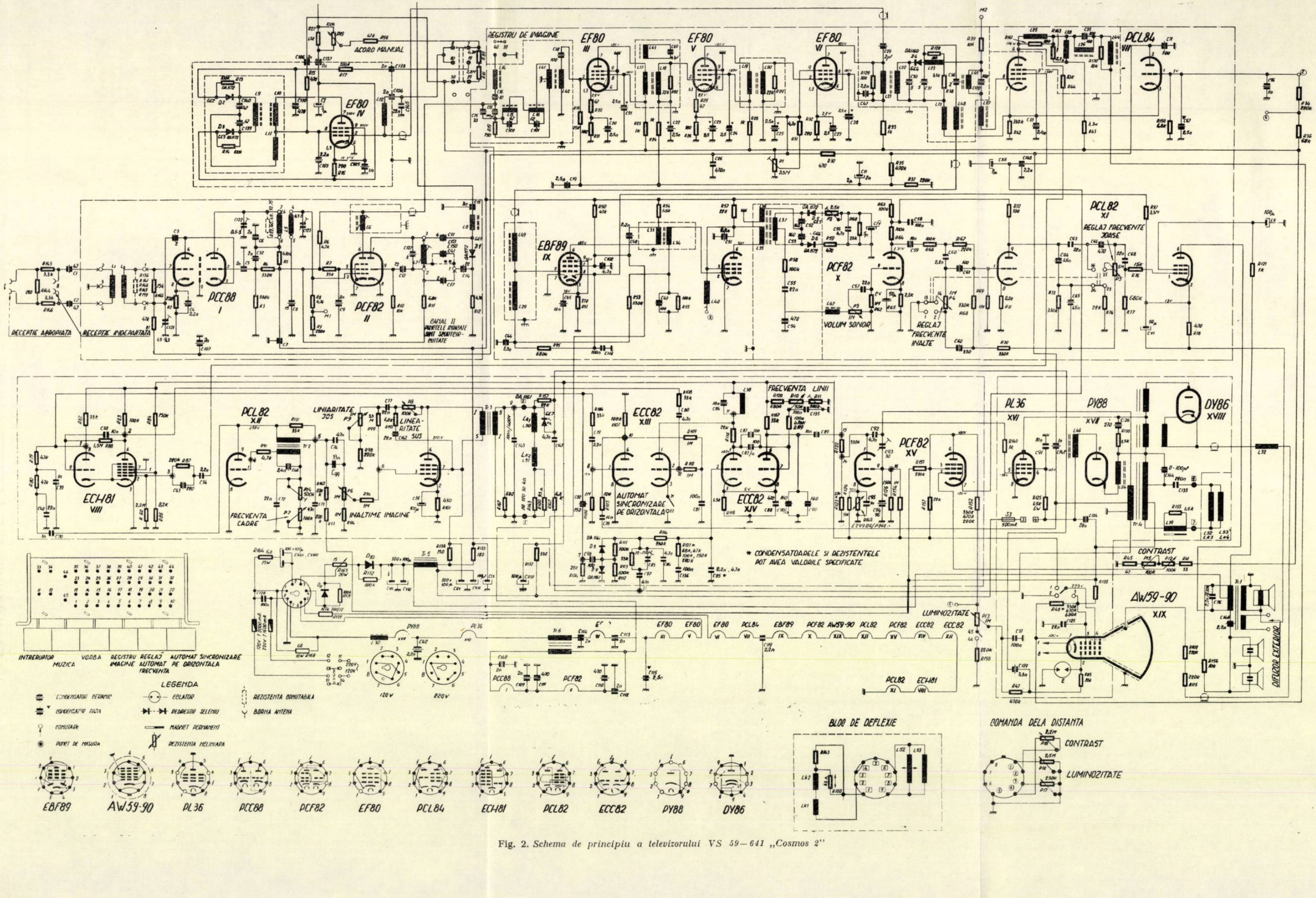
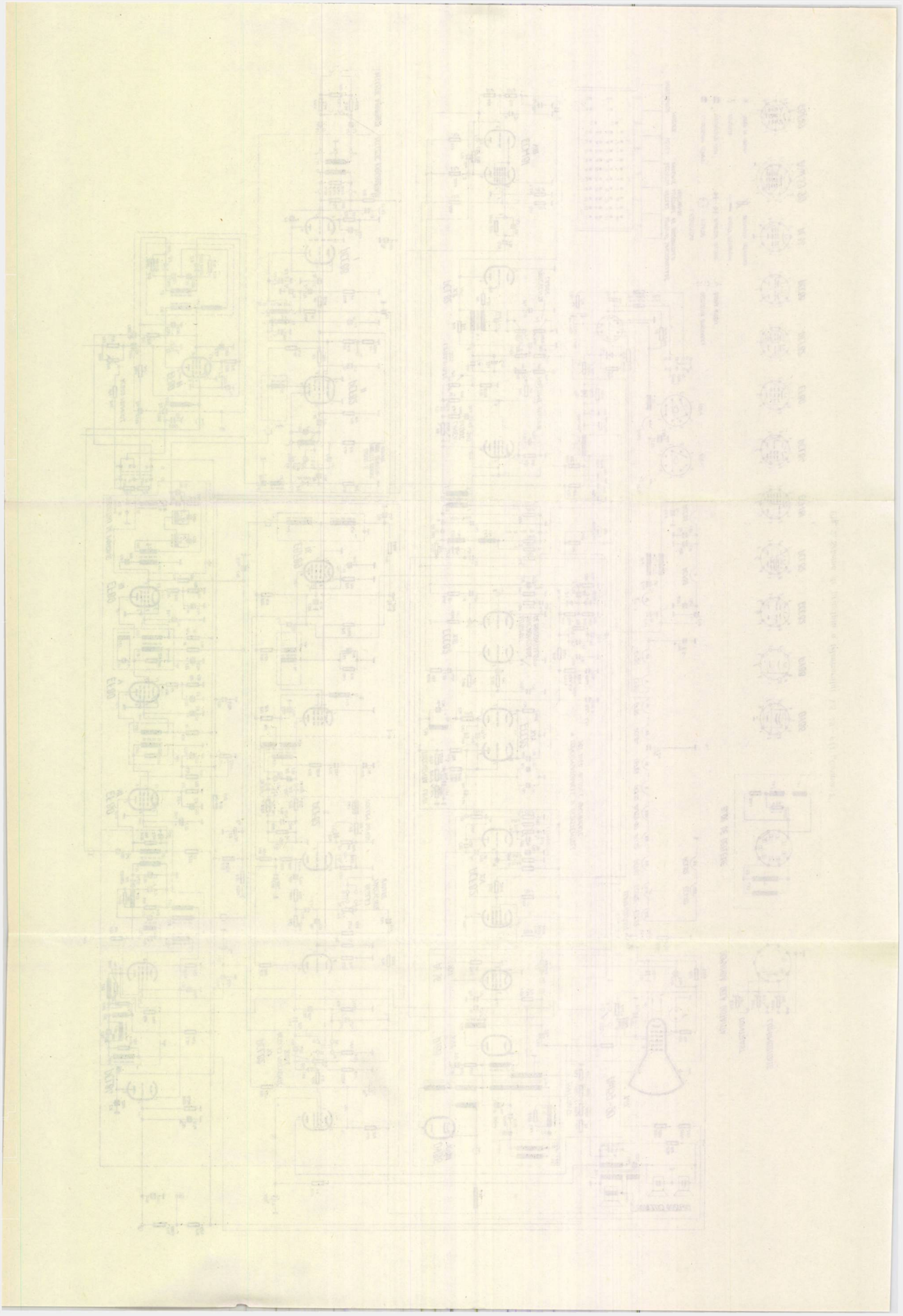



Fig. 2. *Schema de principiu a televizorului VS 59—641 „Cosmos 2"*



58. $R_{93}$, $R_{162}$ — 820 kΩ ± 10 % — 0,5W
59. $R_{97}$ — 3,3 MΩ ± 10 % — 0,25W
60. $R_{99}$ — 3,3 MΩ ± 20 % — 0,5W
61. $R_{100}$ — 33 Ω ± 10 % — 0,5W
62. $R_{101}$ — 430 Ω ± 10 % — 1W
63. $R_{102}$, $R_{115}$ — 220 kΩ ± 20 % — 1 W
64. $R_{116}$, $R_{134}$, $R_{137}$, $R_{157}$ — 22 kΩ ± 10 % — 0,25 W
65. $R_{121}$ — 1 kΩ ± 20 % — 1 W
66. $R_{122}$ — 330 kΩ ± 20 % — 0,5W
67. $R_{126}$ — 150 kΩ ± 20 % — 0,25 W
68. $R_{127}$ — 47—220 kΩ ± 10 % — 0,25W
69. $R_{130}$, $R_{155}$ — 1,5 kΩ ± 10 % — 1W
70. $R_{131}$ — 33 kΩ ± 10 % — 0,1W
71. $R_{135}$ — 1 MΩ ± 10 % — 0,5W
72. $R_{136}$, $R_{141}$, $R_{149}$, $R_{159}$ — 6,8 kΩ ± 10 % — 0,1 W
73. $R_{138}$ — 150 Ω ± 20 % — 0,5W
74. $R_{140}$ — 1 kΩ ± 10 % — 0,1 W
75. $R_{145}$, $R_{146}$ — 3,3 kΩ ± 10 % — 0,25W
76. $R_{147}$ — 4,8 kΩ ± 10 % — 0,25 QW
77. $R_{150}$, $R_{153}$ — 6,8 kΩ ± 10 % — 0,25W
78. $R_{151}$ — 220 kΩ ± 20 % — 3W
79. $R_{152}$ — 220/330/ 470 kΩ ± 10 % — 0,25W
80. $R_{160}$ — 2,2 MΩ — 0,5W
81. $R_{167}$ — 680 Ω ± 10 % — 0,25W

*Rezistențe bobinate*

82. $R_{125}$ — 1,5 kΩ ± 10 % — 6 W
83. $R_{133}$ — 180 Ω ± 10 % — 6 W
84. $R_{164}$ — 6,8 Ω ± 10 % — 15 W
85. $R_{165}$ — 15 Ω ± 20 % — 20 W
86. $R_{168}$ — 68 Ω ± 10 % — 10 W

*Rezistențe NTK (termistoare)*

87. $R_{139}$ — 300 mA
88. $R_{143}$ — 4 Ω

*Rezistență neliniară*

89. $R_{142}$ — VDRE 299 DG/P242

*Potențiometre chimice*

90. $P_1$, $P_{18}$ — 2,2 MΩ
91. $P_2$ — 2,5 kΩ
92. $P_3$, $P_4$, $P_6$, $P_9$, $P_{13}$ — 1 MΩ
93. $P_5$ — 5 MΩ
94. $P_7$, $P_8$, $P_{12}$, $P_{19}$ — 100 kΩ
95. $P_{10}$ — 50 kΩ
96. $P_{11}$, $P_{14}$ — 500 kΩ
97. $P_{15}$ — 47 kΩ
98. $P_{16}$ — 2,5 MΩ
99. $P_{17}$ — 250 kΩ

*Condensatoare ceramice*

100. $C_1$, $C_2$ — 47 pF — 3 kV
101. $C_3$, $C_{17}$, $C_{29}$, $C_{36}$ $C_{127}$ — 2 pF ± 0,5 pF — 500 V
102. $C_4$, $C_{42}$, $C_{48}$, $C_{51}$, $C_{103}$, $C_{146}$, $C_{149}$ — 2,2 nF $^{+\ 100\ \%}_{-\ 50\ \%}$ — 350 V
103. $C_5$, $C_7$ $C_{15}$, $C_{112}$, $C_{119}$ — 2 nF $^{+\ 50\ \%}_{-\ 20\ \%}$ — 500 V
104. $C_6$, $C_9$, $C_{32}$, $C_{47}$, $C_{104}$, $C_{106}$, $C_{107}$, $C_{109}$, $C_{113}$, $C_{114}$, $C_{137}$, $C_{138}$, $C_{148}$ — 2 nF $^{+\ 50\ \%}_{-\ 20\ \%}$ — 350V
105. $C_8$ — 15 pF ± 5 % — 500 V
106. $C_{11}$ — 4 pF ± 0,5 pF — 500 V
107. $C_{12}$, $C_{14}$, $C_{41}$ — 22 pF ± 10 % — 500 V
108. $C_{13}$, $C_{18}$ — 100 pF ± 20 % — 500 V
109. $C_{16}$ — 10 pF ± 1pF — 500 V
110. $C_{19}$, $C_{20}$, $C_{21}$, $C_{22}$, $C_{23}$, $C_{24}$, $C_{25}$, $C_{27}$, $C_{28}$, $C_{44}$, $C_{67}$, $C_{115}$ — 2,5 nF $^{+100\ \%}_{-\ 50\ \%}$ — 500 V
111. $C_{30}$, $C_{31}$ — 5 pF ± 0,5 pF — 500 V
112. $C_{35}$, $C_{98}$, $C_{120}$ — 100 pF ± 5 % — 500V
113. $C_{43}$ — 220 pF ± 10 % — 500V
114. $C_{45}$ — 10nF $^{+100\ \%}_{-\ 50\ \%}$ — 500V
115. $C_{49}$, $C_{61}$ — 100pF ± 10 % — 500 V
116. $C_{54}$, $C_{66}$, $C_{110}$, $C_{111}$, $C_{130}$ — 470pF $^{+\ 50\ \%}_{-\ 20\ \%}$ — 350V
117. $C_{56}$, $C_{102}$ — 4,7 nF $^{+100\ \%}_{-\ 50\ \%}$ — 350V
118. $C_{62}$, $C_{90}$ — 330pF ± 10 % — 500V
119. $C_{65}$, — 1,5nF $^{+50\ \%}_{-20\ \%}$ — 350V
120. $C_{69}$, $C_{139}$, $C_{140}$ — 47pF ± 5 % — 150V
121. $C_{75}$ — 33pF ± 20 % — 500V
122. $C_{82}$ — 150pF ± 10 % — 500V
123. $C_{87}$ — 200pF ± 2 % — 500 V
124. $C_{94}$ — 56pF ± 5 % — 500 V
125. $C_{100}$, $C_{140}$ — 47pF ± 5 % — 500 V
126. $C_{101}$ — 62pF ± 5 % — 250 V
127. $C_{122}$, $C_{123}$ — 0,5/3pF
128. $C_{126}$ — 270 pF ± 10 % — 2 kV
129. $C_{128}$ (filtru) — 100nF ± 20 % — 630 V
130. $C_{144}$ — 47/100pF ± 10 % — 5 kV
131. $C_{150}$, $C_{151}$ — 22 pF

*Condensatoare de hîrtie cu lac de rășină*

132. $C_{26}$ — 0,47μF ± 20 % — 160 V
133. $C_{34}$, $C_{40}$, $C_{60}$, $C_{76}$, $C_{79}$ — 2,2nF ± 20 % — 250 V
134. $C_{37}$, $C_{58}$, $C_{116}$ — 100nF ± 20 % — 250V
135. $C_{38}$, $C_{59}$, $C_{78}$ $C_{91}$ — 10nF ± 20 % — 250 V
136. $C_{39}$, $C_{92}$, $C_{95}$, $C_{96}$, $C_{105}$ — 1 nF ± 20 % — 250 V
137. $C_{55}$, $C_{57}$, $C_{63}$, $C_{68}$, $C_{77}$, $C_{142}$ — 22nF ± 20 % — 250 V
138. $C_{64}$ — 1,5nF $^{+50\ \%}_{-20\ \%}$ — 350V
139. $C_{70}$ — 1nF ± 10 % — 400 V
140. $C_{72}$ — 22nF ± 20 % — 400 V
141. $C_{73}$, $C_{81}$, $C_{97}$ — 47nF ± 20 % — 160 V
142. $C_{74}$, $C_{135}$, $C_{136}$ — 100nF ± 20 % — 160V
143. $C_{80}$, $C_{84}$, $C_{147}$ — 4,7nF ± 20 % — 250 V
144. $C_{85}$ — 2,2—4,7nF ± 20 % — 250V
145. $C_{88}$ — 470pF ± 20 % — 250V
146. $C_{125}$ — 22 nF ± 20 % — 630 V
147. $C_{129}$ — 3,3 nF ± 20 % — 400 V
148. $C_{133}$ — 330nF ± 20 % — 160V

*Condensatoare de hîrtie metalizată*

149. $C_{143}$ — 100 nF ± 20 % — 160V
150. $C_{145}$ — 22nF ± 20 % — 250/750V

*Condensatoare styroflex*

151. $C_{33}$, $C_{46}$ — 2,4 nF ± 10 % ± 250 V
152. $C_{52}$, $C_{53}$ — 160 pF ± 5 % — 200 V
153. $C_{71}$ — 500pF ± 10 % — 500 V
154. $C_{86}$ — 10nF ± 10 % — 250 V
155. $C_{89}$ — 10nF ± 10 % — 500 V
156. $C_{124}$ — 28nF ± 20 % — 1500 V

*Condensator bobinat ajustabil*

157. $C_{83}$ — 12/150 pF — 500 V

*Condensatoare trimer cu aer*

158. $C_{93}$ — 30pF
159. $C_{121}$ — 1,5/9,3 pF

*Condensator de polistirol*

160. $C_{111}$ — 1nF ± 10 % — 500 V

*Condensatoare electrolitice*

161. $C_I$ — 5μF — 70/80 V
162. $C_{II}$ — 2μF — 30/35 V
163. $C_{III}$ — 100 μF — 30/35 V
164. $C_{IV}$ — 5μF — 30/35 V
165. $C_V$ — 50μF — 6/8 V
166. $C_{VI}$ — 50μF — 30/35 V
167. $C_{VII}$, $C_{VIII}$, $C_{IX}$, $C_X$, $C_{XIII}$, $C_{XV}$, $C_{XVI}$, $C_{XVII}$, $C_{XVIII}$ — 100μF — 350/385 V
168. $C_{XII}$ — 8μF — 250/275 V

Ing. GHEORGHE TOPAN

# Mecanizarea unor operații la lucrările de linii de telecomunicații

Manipularea stîlpilor pentru liniile de telecomunicații și încărcarea lor în autocamion se face cu multă forță de muncă și cu depunerea a mari eforturi din partea muncitorilor care execută asemenea operații.

Deoarece aceste operații pot da naștere la accidente de muncă, la executarea lor normele de tehnică a securității muncii impun un anumit număr de lucrători.

Astfel la transportul stîlpilor numărul de lucrători este în funcție de lungimea stîlpilor.

| Lungimea stîlpului m | Numărul lucrătorilor |
|---|---|
| 5— 5,5 | 3 |
| 6— 6,5 | 4 |
| 7— 7,5 | 5 |
| 8— 8,5 | 6 |
| 10—10,5 | 8 |

În cazul altor dimensiuni ale stîlpilor, numărul de lucrători se calculează considerîndu-se o încărcare maximă de 50 kg/m.

Pentru încărcarea stîlpilor în autovehicule, normele de tehnică a securității prevăd folosirea a 4 oameni la stîlpii mai mici de 200 kg și 8—12 oameni la stîlpii cei mari.

Pentru remedierea acestei situații, colectivul de inovații DGPTc a propus înscrierea în planul tematic al M.T.Tc pe anul 1962 realizarea unui dispozitiv pentru încărcarea stîlpilor în autocamion cu acționare de la motorul propriu (Tema nr. 75).

Acest dispozitiv a fost realizat de tov. Gîrlașu I., de la Direcția Regională P.T.T.R. Ploiești.

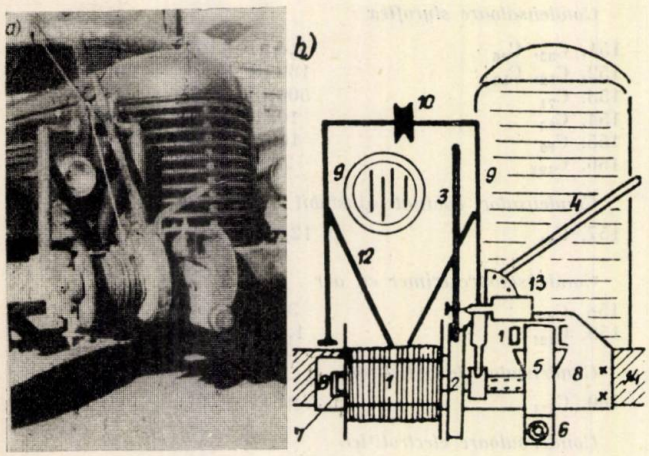



Fig. 1. *Dispozitivul de încărcare a stîlpilor*

*a* — vedere din față a dispozitivului; *b* — detaliul dispozitivului:

*1* — tambur cu cablu înfășurat pe el; *2* — tamburul frînei de mînă; *3*—frînă de mînă; *4*—macheta angrenajului; *5*—reductor 1/40; *6*—axul de transmisie de la cutia de viteză; *7* — lagărul axului tamburului; *8* — placă de fixare; *9* — cadru suport al rolei de ghidare; *10*—rola de ghidare; *11* — fier suport al reductorului; *12* — întăriturl ale cadrului suport al rolei de ghidare; *13* — lagăr al manetei și al bulonului frînei; *14* — bara din față a camionului

Dispozitivul a fost adaptat la un autocamion Steagul Roșu de 4 t. El are următoarele părți componente:

1) Ansamblul de transmisie de la motor compus din:

— reductorul ce se atașează la cutia de viteze (Kipper), piesă de schimb folosită la acționarea caroseriilor basculante ale autocamioanelor Steagul Roșu de 4 t;

— cordonul, confecționat din 1,5 m țeavă de 11/4″ și două cruci cardanice (piese de schimb folosite la acționarea caroseriilor basculante de la autocamionul Steagul Roșu de 4 t).

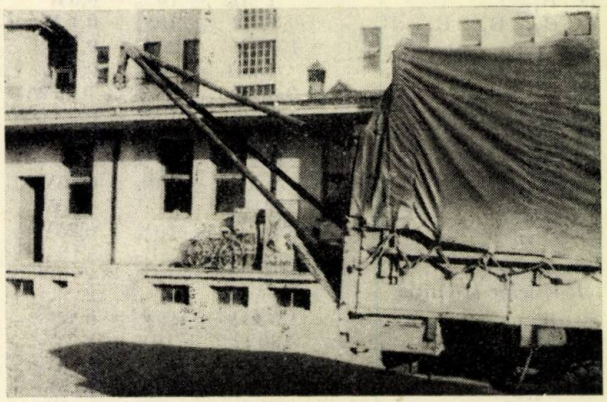


Fig. 2. *Vedere din spate a scripetelui*

2) Un reductor de viteză, cu raport 1/40, montat pe bara din față a autocamionului, în șuruburi.

3) Un tambur pentru înfășurarea cablului, al cărui ax este acționat de pinionul mare al reductorului de viteză. Cuplarea tamburului se face cu ajutorul unei manete care acționează o roată dințată culisată pe ax. Axul comun al tamburului și al reductorului de viteză este atașat pe bara frontală a autocamionului, prin două suporturi prevăzute cu rulmenți.

4) Rola de ghidare a cablului. Rola este fixată pe un cadru, confecționat din țeavă de 1 1/2″, montat deasupra farului din dreaptă, legat de bara frontală și de șasiu prin buloane.

5) O rolă de ghidare a cablului, montată pe suportul de stîlpi (fig. 1a și 1 b).

6) Planul înclinat în lungime de 3,5 m, confecționat din țeavă de 1 1/2″ și 1/2″, este folosit la ridicarea (tragerea) stîlpilor de la sol pe bara suportului din spate al autocamionului.

7) Un cablu flexibil de oțel de 7 mm diametru și 35 m lungime. Un capăt al cablului se montează pe tambur, iar la celălalt capăt al cablului este prevăzut un clește, sistem foarfece, care se închide la tracțiune și se poate slăbi cînd tracțiunea încetează. Pe tambur se poate înfășura circa 100 m cablu.

## Modul de funcționare

Încărcarea mașinii se poate face de șoferul autocamionului și de doi muncitori, dintre care unul jos și al doilea la caroseria autocamionului.

La stîlpii de fag mai lungi de 9 m se recomandă a se folosi trei muncitori.

Se aduce autocamionul în poziția cea mai potrivită încărcării și se montează planul înclinat.

Muncitorul din autocamion, care îl are în cîmpul vizual și pe celălalt muncitor, poate comunica cu șoferul printr-un cod de semnale, apăsînd pe un buton ce face să sune un claxon în cabina șoferului, astfel: sunet prelung — pornește, sunet scurt — oprește, două sunete scurte — decuplează (fig. 2).

Se fixează cleștele de stîlp la circa 3—5 m de la capătul care se trage în față, în funcție de lungimea stîlpului. La comandă, șoferul demarează, cuplează reductorul, toba se

învirteşte şi acţionează cablul care trage stîlpul. Muncitorul de jos dirijează cu ajutorul unei rîngi stîlpul la planul înclinat. Planul înclinat conduce stîlpul spre capătul primei bare a caprei. În cazul în care stîlpul în mişcarea sa are tendinţa de a lovi coviltirul, se opreşte mişcarea şi se mută cleştele cu ajutorul unei ţapine pe care o are la îndemînă muncitorul de jos. Acesta balansează stîlpul pînă ajunge cu capătul pe capra din faţă. Muncitorul din autocamion leagă stîlpul de bară cu frînghie. Trece apoi printr-un ochi făcut la frînghie cleştele şi cablul îşi reia operaţia. Cablul se derulează de pe tobă prin simpla tragere de către muncitorul de jos, după ce şoferul a decuplat reductorul şi a debraiat.

Stîlpii se încarcă pe o singură parte a maşinii, alăturîndu-se apoi prin rostogolire.

La descărcarea stîlpilor se trece cablul prin scripetele de la spatele autocamionului, se leagă cîrligul aproape de vîrf şi se acţionează, stîlpul fiind tras înapoi.

Tamburul de rulare al cablului fiind prevăzut cu un dispozitiv de frînare, este înlăturată posibilitatea de cădere a stîlpului, care în mod obişnuit generează accidente sau provoacă ruperea stîlpului.

Pentru descărcarea stîlpilor în stive se poate folosi un suport fix, de care se ataşează un scripete pe care se trece cablul.

În cazul în care stîlpul se află la o distanţă mai mare şi autocamionul nu se poate apropia de el (teren accidentat, obstacole), stîlpul poate fi adus lîngă autocamion cu ajutorul dispozitivului, un muncitor dirijîndu-l de la un capăt cu o rangă.

Viteza de înaintare a stîlpului fiind foarte redusă, este exclusă posibilitatea accidentelor.

Dispozitivul poate fi folosit şi pentru încărcarea şi a altor materiale în autocamion (colaci de sîrmă, lăzi cu izolatoare etc.).

Se remarcă faptul că dispozitivul rămîne fix pe autocamion şi nu împiedică utilizarea autocamionului pentru alte transporturi. El poate fi montat şi pe autocamioane GAZ-51, întrucît se pot procura uşor piese de transmisie (reductorul şi crucile cardanice) de la autocamioanele GAZ-51 basculante, restul elementelor rămînînd neschimbate.

Dacă terenul permite accesul autocamionului pentru lucrările de plantare a stîlpilor, cu unele completări, acest dispozitiv poate fi folosit şi pentru operaţiile de plantare a stîlpilor.

Completările ce se fac dispozitivului sînt următoarele:

— un trepied format din două braţe confecţionate din ţeavă de 2″, care se montează cu bolţuri la suportul din spate al caprelor pentru transportul stîlpilor, şi un braţ telescopic confecţionat dintr-o ţeavă de 2″ şi una de 2 1/2″; acest braţ se fixează cu un bolţ pe o placă montată pe platforma autocamionului;

— un scripete pivotant ce se prinde la capătul trepiedului; scripetele rulează pe un ax cu pană, ce se poate scoate uşor şi este prevăzut cu două role de ghidaj în vederea evitării alunecării cablului de pe şanţul scripetelui (fig. 2).

Montat, trepiedul prezintă următoarele gabarite:

— distanţa între axul scripetelui şi sol — 4,60 m;

— distanţa între oblonul din spate al autocamionului şi proiecţia axului scripetelui pe orizontală — 1,2 m.

După necesităţi, în funcţie de distanţa faţă de obiectul de ridicat, se poate regla înclinaţia trepiedului şi deci gabaritele orizontale şi verticale, putîndu-se chiar construi braţe mai lungi.

În timpul transportului, pentru evitarea ruperii liniilor de energie electrică sau de radioficare, trepiedul poate fi coborît la nivelul coviltirului autocamionului.

Pentru plantarea stîlpilor în groapă, se aduce stîlpul şi se lasă lîngă groapă. Se prinde stîlpul de centrul de greutate şi este ridicat pînă ajunge aproape de scripete. Un muncitor urmăreşte capătul gros al stîlpului şi îl ghidează la groapă. Cînd capătul gros a ajuns deasupra gropii, la comandă un alt muncitor decuplează dispozitivul şi acţionînd frîna, permite derularea cablului pînă cînd baza stîlpului ajunge pe fundul gropii.

Dispozitivul completat cu trepied se pretează foarte bine la descărcarea stîlpilor din vagon.

În cazul acesta se prind stîlpii de cablul dispozitivului, la centrul de greutate, iar de la capete doi muncitori ţin echilibrul stîlpilor cu frînghii. Se cuplează dispozitivul şi înfăşurîndu-se cablul, stîlpul este ridicat deasupra vagonului.

Dacă stîlpii se descarcă chiar lîngă calea ferată, se decuplează dispozitivul şi din frînă se derulează cablul pînă ce stîlpul ajunge la sol. Dacă stîlpii trebuie totodată scoşi din zona C.F.R., autocamionul se deplasează pe distanţa necesară pînă la locul de stivuire.

În cazul încărcării vagonului, se face operaţia inversă.

Pentru grăbirea operaţiei, în cazul scoaterii stîlpilor din zona C.F.R., este necesar, în afară de cei doi muncitori din vagon, să mai lucreze încă doi muncitori pentru însoţirea transportului stîlpului la stivă.

Atunci cînd nu se execută operaţii de încărcare şi descărcare a vagoanelor sau plantarea stîlpilor în gropi, trepiedul se demontează şi se aşază de-a lungul unui oblon lateral. La aceste operaţii nu se foloseşte planul înclinat.

Folosind dispozitivul descris mai sus s-a ajuns să se transporte în 8 ore un vagon de stîlpi din staţia C.F.R. pe şantier, la distanţe variind între 10—20 km, folosind numai patru muncitori.

Aplicarea dispozitivelor descrise mai sus conduce la uşurarea muncii şi implicit la creşterea productivităţii ei.

Deoarece este vorba de manevrarea după o metodă nouă a materialelor grele de linii, este necesar ca acei ce folosesc aceste dispozitive să cunoască bine instrucţiunile de funcţionare a lor, precum şi normele corespunzătoare de tehnică a securităţii.

RUDOLF GERHARD, tehnician, Brașov — **Receptor tranzistorizat de cîmpuri magnetice create de curenții alternativi; detector de deranjamente pe liniile de radioficare.**

Detectoarele de deranjamente cunoscute (ex. aparatul Novicov) necesită urmărirea circuitului în imediata apropiere (de exemplu urcînd pe stîlpi), încît pentru ușurarea muncii depistarea mai rapidă a deranjamentelor și, în unele cazuri, pentru discreție, era necesar un aparat mai sensibil.

Receptorul construit de tov. Gerhard are suficientă amplificare pentru a detecta defecțiunile la 5—6 m de circuit, purtat în buzunar sau în mînă, cu audiție printr-o scoică de

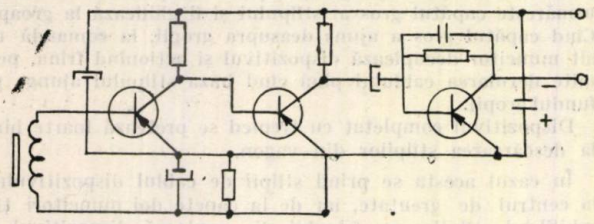


Fig. 1

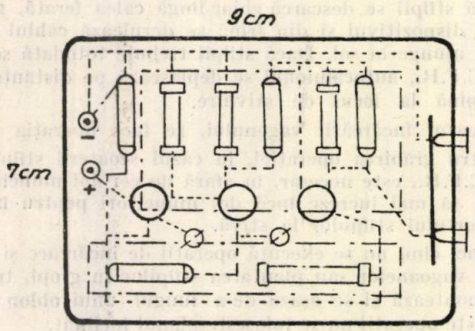



Fig. 2

aparat pentru surzi. Colectorul de unde magnetice de audiofrecvență este o bobină cu fier reglabil; trei tranzistoare asigură amplificarea, alimentarea este dată de o baterie de 3 V STAS 809—55. Principiul de funcționare este variația bruscă a audibilității în puncte de scurt circuit sau de întrerupere pe linie.

Receptorul este instalat într-o cutie de material plastic de circa 7×9 cm², conține, în afară de tranzistoare, bobină și baterie, 4 rezistențe și 4 condensatoare și are circuite imprimate (fig. 1 și 2).

El poate fi folosit și pentru primire de îndrumări într-un studio sau pentru ascultarea unei conferințe în incinta clădirii, dacă aceasta este prevăzută cu o buclă radiantă pe sub podea.

BĂDESCU ALEXANDRU, inginer, București — **Dispozitiv de semnalizare a scăderii izolației cablurilor interurbane.**

Circuitul de semnalizare propus este aplicat permanent pe două perechi oarecare ale cablului și constă dintr-o rezistență R și o sursă de tensiune continuă (24 V) în serie cu rezistența de izolație. Cînd aceasta este mare, tensiunea la

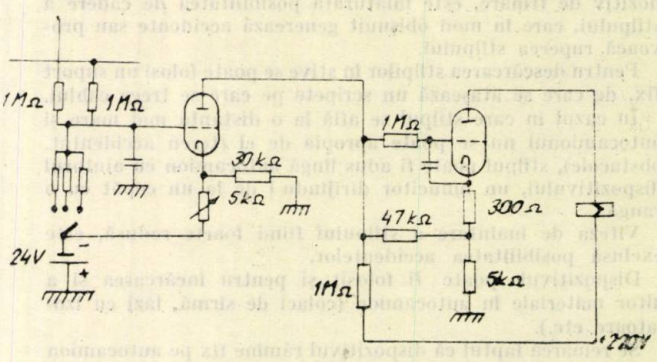



Fig. 1

bornele rezistenței înserate este neglijabilă; cînd izolația scade, această tensiune crește. Un amplificator de curent continuu cu două triode furnizează pe baza acestei tensiuni o putere suficientă pentru acționarea unui releu (fig. 1).

Pentru schimbarea gamelor de variație se comută rezistența R. Spre a nu perturba convorbirile, intrarea pe circuit se face pe ambele fire în paralel, prin două rezistențe mari; componentele de audiofrecvență sînt filtrate înainte de amplificator.

Semnalizarea este optică și acustică.

Dispozitivul este aplicat de mai mult timp și a fost perfecționat în cursul utilizării; el economisește multă muncă și controlează în permanență starea cablurilor.

## NOTE TEHNICE EXTERNE

### Antenă de dimensiuni reduse, cu feroxcub, pentru recepționarea undelor metrice

Se cunoaște faptul că pentru recepții fără antenă exterioară există posibilitatea utilizării unei antene din ferită, care să prezinte pierderi reduse în domeniul undelor metrice.

Antena dipol, care în mod normal trebuie să fie utilizată pentru recepționarea undelor metrice conduce adeseori la situația paradoxală a unui receptor de buzunar a cărui antenă măsoară peste un metru lungime. Se pot construi și antene dipol cu lungime mai mică, dar în acest caz cîștigul și lărgimea de bandă devin foarte reduse, acordarea și adaptarea nu se pot realiza decît cu inductanțe de foarte bună calitate, care sînt scumpe, iar acordul este foarte nestabil, datorită sensibilității sale la componenta electrică a cîmpului de recepție

Antena cu feroxcub oferă următoarele avantaje: un produs mai mare randament — lărgime de bandă (prin efectul de concentrare a cîmpului în miezul magnetic), un efect de proximitate mai puțin accentuat (perturbații doar prin corpuri feromagnetice apropiate) și lipsa unui efect directiv, determinat de caracteristica de directivitate de formă circulară.

O antenă magnetică cu dimensiuni reduse prezintă cunoscuta caracteristică de directivitate a dipolului magnetic elementar, de cîștig 1,5.

Cîștigul unui dipol de semiundă este circa 1,6, adică nu sensibil mai mare. Se poate considera deci că o antenă inductivă, cu dimensiuni reduse după dorință, poate să atingă aproximativ capacitatea de recepție a unui dipol $\lambda/2$, dacă se reușește ca această antenă să aibă pierderi reduse și să poată fi adaptată, cu pierderi reduse, la receptor. Pentru realizarea antenei este necesară alegerea unei ferite cu pierderi reduse și obținerea unei bucle conductoare, cu inductanță redusă. Ultima cerință se realizează prin forma de cilindru deschis pe o generatoare, din bandă de cupru, cu lățimea aproape la fel de mare ca și lungimea barei de ferită (această dispoziție este denumită rezonator). Capacitatea de acord este formată din mai multe condensatoare

(5...6 buc.), plasate de-a lungul deschiderii. Miezul din ferită la o antenă pentru 100 MHz este format din două jumătăți, între care este situată bucla de cuplare, a cărei mărime determină impedanța la borne. Cele mai importante date ale acestei antene sînt : lungimea totală a barei de ferită 16 cm, diametrul 2 cm, lungimea rezonatorului 14 cm, permitivitatea relativă a miezului 25, factorul de pierderi al miezului circa 0,01, lărgimea de bandă la 3 dB 1 MHz, randamentul 5% (— 13 dB).

Antena este montată într-un agregat cu unitatea de acord IF a receptorului, pentru 87 — 104 MHz. Piesele componente sînt montate direct pe rezonator, în partea opusă fantei, realizîndu-se astfel o construcție foarte compactă. Întrucît lărgimea de bandă a antenei este prea mică, se impune un acord care se realizează inductiv, prin deplasarea axială a celor două piese de feroxcub, astfel ca să se formeze un întrefier.

Prin măsuri comparative făcute cu un receptor echipat cu o antenă dipol în $\lambda/2$ telescopică cu lungimea de $2 \times 65$ cm s-a constatat că receptorul cu antenă magnetică necesită un cîmp mai puternic, diferența față de antena dipol nedepășind însă (în funcție de lungimea de undă) valoarea de 7...10 dB.

Măsurările au fost perturbate ziua de prezența numeroaselor stații pe unde metrice, iar noaptea, prin nivelul de zgomot mai redus.

(Din *„Das Elektron"*, nr. 18/19, 1963).

## Antenă inelară cu dimensiuni verticale reduse

Firma Northorp Corporation a realizat o antenă inelară care, cu toate că are înălțimea redusă (1/30 din înălțimea unui radiator vertical în $\lambda/4$), prezintă o caracteristică de directivitate similară cu a acestuia. Antena, avînd denumirea prescurtată DDRR, se compune dintr-un conductor vertical, conectat la un alt conductor orizontal ce formează un cerc deschis. Înălțimea porțiunii verticale este de circa $\lambda/144$, iar circumferința trebuie să fie de circa $\lambda/4$, în cazul cînd se dorește obținerea rezonanței antenei fără alte elemente reactive. Alimentarea se face în paralel cu fanta antenei între conductorul circular și contragreutate. Se poate modifica, în limite largi, impedanța de adaptare a antenei, prin modificarea distanței punctului de alimentare față de joncțiunea conductorului vertical cu cel circular.

Radiația antenei constă din două tipuri de unde : o undă polarizată orizontal produsă de circulația curentului în conductorul circular și undele de ordin superior, care produc o radiație secundară, polarizată vertical și apare în cazul conductorilor curbi, datorită modificării permanente a direcției de radiație.

Pe lîngă un randament superior antenei verticale, antena de tip DDRR prezintă deosebite avantaje, mai ales în cazul utilizării pe autovehicule. Avînd o înălțime mai redusă, antena nu este influențată de deplasarea curentului de aer. Alura caracteristicii de directivitate este mai favorabilă decît la o antenă verticală.

Cea mai mică antenă de acest tip are diametrul doar de 15 cm, iar cea mai mare are un diametru de 1,5 km. O antenă pentru automobile, în domeniul 26,5 — 31 MHz, are un diametru de circa 96 cm și o înălțime de circa 9 cm.

Pentru domeniul 2...30 MHz s-a realizat o antenă compusă din cinci inele concentrice, cu diametrul cuprins între circa 90 cm la cel mai mic și 10,5 m la cel mai mare, cu înălțimea de 1,5 m și care are o caracteristică de directivitate similară cu aceea a unei antene verticale de 36 m.

(Din *„Funk-Technik"*, nr. 3, 1964).

## Aparat pentru cercetarea efectelor inerției la tuburile videocaptoare pentru camerele videocaptoare

Inerția totală a tuburilor de tip vidicon se poate considera ca fiind formată din însumarea inerției de schimbare a sarcinii și inerția de strat. Inerția de schimbare a sarcinii este condiționată de efectele capacitive, iar inerția de strat de către efectul fotoelectric. Cu noul tip de aparat se măsoară separat inerția totală și inerția de schimbare a sarcinii. Inerția de strat rezultă din diferența celor două mărimi măsurate.

Sensibilitatea mare a metodei este asigurată de către lărgimea benzii de măsurare, de numai cîțiva kilohertzi, precum și de modul de utilizare a osciloscopului catodic cu impulsuri, pentru comandarea luminozității spotului.

Au fost cercetate pînă în prezent tuburi videocaptoare de tip vidicon, plumbicon și superorticon. S-a stabilit că la plumbicon și la superorticon, inerția totală este determinată de către inerția de schimbare a sarcinii. La tubul vidicon inerția totală este însă mai mare decît inerția de schimbare a sarcinii, astfel că inerția de strat se poate stabili din valoarea iluminării.

Pentru oscilografierea acestor procese s-a dovedit foarte indicat un osciloscop echipat cu tub cu persistență, mai ales atunci cînd măsurările trebuie interpretate direct, fără a se mai recurge la fotografiere.

Se consideră că ambele efecte, inerția de schimbare a sarcinii și inerția de strat, ar fi cuplate printr-o modificare a capacității în funcție de iluminare.

(Din *„Radio Mentor"*, aprilie, 1964).

# REFERATE

GREENWOD, R. R. : **Deriva termică în oscilatoare cu tranzistoare**, Electro-Technol., 73 (1964) nr. 1, ianuarie, pag. 42—45 și 129, 3 fig., 2 tabl.

La proiectarea circuitelor cu tranzistoare trebuie să se țină seama de deriva termică, deoarece piesele componente folosite sînt sensibile la variațiile de temperatură. Se presupune că deriva totală se datorează sumei variației tuturor pieselor circuitului pentru cazul unui oscilator LC cu tranzistoare, și se calculează variația frecvenței oscilatorului. Principalii factori care influențează frecvența de lucru a oscilatorului sînt : a) variația inductanței și capacității din bucla de reacție : b) schimbări ale tensiunii diodei Zener de referință și ale rezistențelor de polarizare asociate ; c) modificări ale rezistențelor serie din bucla de reacție care duc la schimbarea factorului de calitate al buclei de reacție ; d) modificarea curentului invers care circulă prin capacitatea variabilă cu tensiunea ; e) modificarea capacității de ieșire a tranzistorului și a inductanței primarului transformatorului. Analiza tuturor acestor factori, a căror variație cu temperatura este exprimată analitic, face posibilă determinarea variației frecvenței cu temperatura și posibilitatea de obținere a unor variații mici de ordinul $7 \cdot 10^{-6}$ pe grad.

JOHNSON, GEORGE, D. : **Proiectarea amplificatoarelor de înaltă frecvență folosind parametrii de admitanță I. Considerente de bază**, Electro-Tehnol., 72, 1963, nr. 5, noiembrie, pag. 74—79 (6), 8 fig., 1 tabl., 4 ref. bibl.

Pentru calculul circuitelor cu tranzistoare care lucrează la frecvențe ridicate se folosesc două metode. Prima, cea care se utilizează cel mai des, se bazează pe relațiile din circuitul echivalent care conține parametrii interni ai tranzistorului (rezistența bazei și capacitatea colectorului). Acești parametri direct legați de proprietățile fizice ale dispozitivului sînt ușor de măsurat și de interpretat, dar din cauza aproximațiilor făcute, circuitul echivalent nu este prea exact pentru frecvențe mai ridicate. De aceea pentru calcule mai precise se folosește metoda a doua, care identifică tranzistorul la orice frecvență cu un cuadripol în Y (parametrii sînt admitanțele cuadripolului). În acest fel se lucrează cu parametrii care apar la terminale și nu sînt specifici unei anumite structuri, putîndu-se introduce analiza matricială în calculul circuitului. Calculul cu admitanțe permite obținerea simplă a relațiilor de putere ale tranzistorului, precum și determinarea condițiilor de stabilitate prin metoda Hurwitz. Principalul dezavantaj al calculului cu parametrii de admitanță este lipsa unei legături directe cu proprietățile fizice ale tranzistorului.

JUGAKOV, V. V.: **Reglarea automată a amplificării la amplificatoarele acordate echipate cu tranzistoare,** Radiotehnika, 19 (1964) nr. 3, martie, pag. 36—41, 5 fig., 4 ref. bibl.

Spre deosebire de amplificatoarele echipate cu tuburi electronice, la amplificatoarele echipate cu tranzistoare, reglarea automată a amplificării se face mai greu, din cauza regimului specific de funcționare al tranzistoarelor. Se trec în revistă principalele metode de reglare automată a amplificării și dificultățile caracteristice, dintre care cea mai importantă este legată de lipsa unui parametru prin care să poată fi comandată eficace amplificarea tranzistorului. Se propune un montaj special, bazat pe reglarea impedanței din circuitul de emitor al tranzistorului. Drept impedanță comandată se utilizează un circuit acordat, elementul variabil fiind joncțiunea unei diode cu siliciu, polarizată în sens de blocare. Se dă schema de principiu a unui astfel de etaj și se studiază analitic funcționarea montajului pentru diferite regimuri de lucru. Cu un astfel de etaj se poate realiza un amplificator, care pentru o variație de 60 dB a semnalului de intrare asigură o variație mai mică de 2 dB a semnalului de ieșire. Unul din principalele avantaje ale schemei propuse este legat de existența unor distorsiuni neliniare mici, într-un domeniu larg de variație a semnalului de intrare, datorită faptului că regimul de curent continuu al etajului nu se modifică.

LAUFS, G.: **Un convertizor de frecvență pentru banda de 144—146 MHz.** Elektron (1964) nr. 3, martie, pag. 48—51, 5 fig., 1 ref. bibl.

Convertizorul de frecvență descris transpune semnalele pe unde scurte modulate cu informația, în banda de 144... 146 MHz. Întrucît cele mai multe din emițătoarele pe unde scurte utilizează o variație a frecvenței de numai 0,5 kHz, convertizorul a fost prevăzut cu patru frecvențe generate de cuarțuri, ceea ce asigură un reglaj continuu în întreaga bandă de lucru. La construcția convertizorului s-a asigurat o stabilitate a frecvenței, liniaritate și atenuare a frecvențelor parazitare, remarcabile. Echipamentul a fost distribuit astfel în cele patru compartimente ale carcasei: în primul — oscilatorul cu cuarțuri cu triplorul de frecvență și etajul de amestec, în al doilea — amplificatorul de 14 kHz cu o singură bandă laterală și un oscilator cu cuarț de 14 MHz, în al treilea — amplificatorul liniar, iar în al patrulea — etajul final. Cele patru cuarțuri sînt montate în termostat și au frecvențele de oscilație în banda de 43 MHz. Se descrie schema și se discută punerea la punct a convertizorului în cazul funcționării lui cu o singură bandă laterală. Convertizorul este echipat cu nouă tuburi electronice. Filtrele de bandă utilizate pentru cuplajul etajelor preamplificatoare asigură o selecție înaltă și o foarte bună suprimare a frecvențelor parazitare. Puterea furnizată de etajul de ieșire, realizat dintr-o dublă tetrodă în montaj de amplificator clasă AN-2 cu grilele ecran neutralizate este de 30 W.

GHERȚENȘTEIN, M. E., PRAHIN, P.F.: **Măsurarea zgomotelor,** Izmerit tehnika (1964) nr. 2, februarie, pag. 27—28, 1 fig., 3 ref. bibl.

Deoarece în cadrul radioreceptoarelor moderne zgomotul antenei are o pondere destul de mare în cadrul zgomotului total, se propune o metodă comodă pentru măsurarea acestui zgomot. Metoda permite măsurarea destul de precisă a zgomotului antenei utilizînd numai aparate de tip curent. Se dă schema-bloc a aparatului și se descrie funcționarea acestuia, care se bazează pe compararea semnalului de la antenă, respectiv a unui semnal de la un generator de zgomot, cu un semnal etalon. Semnalul rezultant se aplică unui receptor prevăzut cu un instrument indicator, a cărui etalonare nu intervine în măsurare; citirea rezultatelor se face cu ajutorul atenuatorului calibrat al generatorului etalon. Se analizează principalele surse de erori ale sistemului propus.

READ, L. W. și WELDON, L. A.: **Acordarea receptoarelor cu ajutorul diodelor cu capacitate variabilă,** IEEE Trans. Broadc. and TV Receivers (1963) nr. 3, noiembrie, pag. 27—35, 19 fig.

Pornind de la caracteristica diodelor varactor de a prezenta o capacitate variabilă în funcție de tensiunea aplicată, se demonstrează posibilitatea de utilizare a acestora pentru acordul receptoarelor cu modulație de frecvență, înlocuind condensatoarele variabile obișnuite din circuitele de rezonanță. Deoarece este necesară obținerea unui factor de calitate bun în aceste circuite, se analizează influența rezistenței materialului, echivalentă cu o rezistență serie, și a curentului de scăpări, echivalent cu o rezistență paralel, asupra Q-ului acestor circuite. Se analizează, de asemenea, domeniul de capacități acoperit de aceste diode varactor, în funcție de polarizare. Elementele care determină variația capacității corespunzătoare unei tensiuni date cu temperatura sînt variațiile potențialului de contact, precum și a permitivității materialului. Prima cauză menționată poate fi compensată prin modificări de schemă și adăugarea unei surse suplimentare de polarizare; variațiile datorate celei de-a doua cauze sînt mai dificil compensate prin utilizarea în schemă a unor termistoare. Se dă un exemplu concret de acordare a receptorului utilizînd diode varactor.

KATAEV, S. I. și L. I. CONSTANTINESCU: **Mărirea calității sincronizării în televiziunea interurbană,** Vestnik sveazi, 24 (1964) nr. 5, mai, pag. 9.

La transmiterea semnalului de televiziune prin liniile magistrale de telecomunicații, împreună cu semnalele video se transmite și semnalul de sincronizare. Datorită condițiilor specifice de trecere a semnalului prin linie magistrală, unul dintre factorii principali care determină înrăutățirea calității imaginii de televiziune este distorsionarea semnalelor de sincronizare.

Micșorarea sau dispariția semnalului de sincronizare influențează mai mult decît alți factori asupra calității imaginii de televiziune.

Apariția pe imagine a unor benzi provocate de lipsa diferitelor semnale de sincronizare enervează pe telespectator. El caută să regleze din nou televizorul, ceea ce atrage după sine cel mai adesea dereglarea televizorului.

Semnalul de sincronizare este supus celui mai mare pericol de distorsionare din cauza neliniarității caracteristicilor de amplitudine și de frecvență ale diferitelor elemente ale lanțului de transmitere a semnalelor de televiziune (etajele de ieșire ale amplificatoarelor video, modulatoarele și demodulatoarele amplificatoarelor de frecvență intermediară). La transmiterea semnalului de televiziune prin linii de radiorelee, unde numărul de puncte de recepție-emisiune este foarte mare, aceste fenomene duc adesea la înrăutățirea simțitoare a calității imaginii de televiziune. Pentru a evita dispariția semnalului de sincronizare, semnalul de sincronizare se transmite de obicei de la studio cu un nivel mărit, ceea ce este legat în mod inevitabil de micșorarea nivelului semnalului video și a dinamicii lui.

Pînă în prezent s-a acordat puțină atenție îmbunătățirii calității imaginii de televiziune pe seama sincronizării. Una din cauzele acestei situații este după cît se pare lipsa unui criteriu cît de cît clar al calității imaginii de televiziune din punct de vedere al preciziei sincronizării.

În mod natural apare problema de a crea un sistem în care influența lanțului de transmitere a semnalului de televiziune asupra sincronizării să fie redusă la minimum.

Cea mai mare independență față de starea liniei de telecomunicații o prezintă după cum se știe sistemul de sincronizare autonomă care și-a găsit o utilizare largă în practica fototelegrafului. Dar în televiziunea radiodifuzată, folosirea sistemelor autonome de sincronizare se lovește de stabilitatea insuficientă a etaloanelor locale de frecvență necesare pentru acest scop.

În etapa actuală de dezvoltare a tehnicii de stabilizare a frecvenței, situația se schimbă însă în mod esențial și datorită acestui lucru sistemul sincronizării autonome poate fi folosit la liniile magistrale de televiziune.

După cît se pare la început această utilizare va avea numai caracterul de rezervă pentru cazul cînd impulsurile de sincronizare nu vor fi bine redate.

Cu ajutorul sistemului de sincronizare autonomă, destinat pentru televiziunea radiodifuzată, este necesar să se excludă complet influența lanțului de transmitere a semnalului de televiziune asupra calității sincronizării și în acest scop semnalul complex de sincronizare se formează la stația de recepție

din oscilațiile sinusoidale de înaltă stabilitate ale unui oscilator propriu și să se creeze un sincronism precis între stațiile de emisiune și de recepție, ținînd seama de stabilirea inițială a fazelor, de fuga frecvenței oscilatoarelor din sincrogeneratoarele stațiilor opuse, de posibilitatea reglării frecvenței la stația de recepție.

În cazul sistemului autonom de sincronizare, stabilirea fazelor la începutul emisiunii se poate realiza manual după aspectul imaginii, pe un televizor de control și automat pe seama folosirii impulsurilor de stingere.

Fuga frecvenței oscilatoarelor-pilot ale sincrogeneratoarelor duce la deplasarea imaginii în raport cu masca televizorului, în direcția paralelă cu direcția deviației pe linii, la înclinarea imaginii și la pierderea clarității.

Considerînd admisibilă o deplasare a imaginii în perioada de timp $T_n$ cu 0,01 linii, obținem condiția cu privire la instabilitatea oscilatoarelor pilot în forma următoare:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{0{,}01}{f_k Z T_n}.$$

Pentru $T_n = 6$ min, instabilitatea relativă este egală cu $2{,}2 \cdot 10^{-9}$, pentru $T_n = 1$ h instabilitatea relativă este egală cu $2{,}2 \cdot 10^{-10}$.

În cazul instabilităților relative indicate mai sus, unghiul de înclinare a imaginii și pierderea clarității din cauza deplasării vor fi neglijabile.

Acest calcul arată că pentru instabilități relative de ordinul a $10^{-9} \ldots 10^{-10}$ ale oscilatoarelor-pilot ale sincrogeneratoarelor, devine posibilă utilizarea sistemului autonom de sincronizare, pentru care indicatorii calitativi ai imaginii de televiziune nu se vor înrăutăți în condiții nefavorabile de trecere a semnalului de sincronizare prin lanț.

Schema sistemului autonom de sincronizare pentru televiziunea radiodifuzată conține, în afară de blocurile care sînt existente la centrele de televiziune, un oscilator de înaltă stabilitate. Pentru a obține sincronismul complet, oscilatorul-pilot trebuie să fie acordabil în limite mici. Pentru aceasta, în el sînt prevăzute două organe de reglaj, de fază și de frecvență. Reglarea fazei se realizează după poziția imaginii pe un televizor de control. Pentru reglarea frecvenței se folosește viteza de deplasare a imaginii. În ambele cazuri sînt posibile atît reglarea manuală cît și reglarea automată.

În prezent, în tehnica măsurării timpului se obțin succese enorme. Generatoarele atomice și moleculare lucrează cu o instabilitate relativă de $10^{-11} \ldots 10^{-14}$ dar ele sînt foarte scumpe, construcțiile lor sînt de gabarit mare, iar durata de funcționare destul de redusă. Cele mai potrivite în cazul nostru pentru obținerea oscilațiilor de înaltă stabilitate sînt generatoarele de cuarț, cum ar fi: generatoarele cu cuarț montate după scheme cu mai multe etaje (stabilitatea lor relativă zilnică este egală cu $5 \cdot 10^{-10}$, dar ele se reglează foarte greu); generatoarele cu reglare automată a frecvenței și cu reglare automată a amplitudinii (ele prezintă o stabilitate relativă zilnică de $1 \cdot 10^{-10}$); generatoarele cu cuarț cu excitație prin șoc (stabilitatea lor relativă atinge $5 \cdot 10^{-11}$ la o construcție relativ simplă).

Din cele de mai sus se poate trage concluzia că fără folosirea unor instalații complexe este pe deplin posibil să se obțină o stabilitate relativă zilnică de ordinul $10^{-10}$.

Evident că în stadiul inițial la instalarea noului sistem pentru reglarea frecvenței și a fazei va fi necesară reglarea manuală. În continuare prin elaborarea unor sisteme cu reglare automată sau în cazul măririi stabilității relative a etaloanelor locale pînă la $10^{-11}$ amestecul unui operator în timpul emisiunilor va fi complet exclus.

Existența oscilatoarelor-pilot de înaltă stabilitate la centrele de televiziune ușurează și rezolvarea altor probleme importante, de exemplu micșorarea distorsiunilor de încrucișare, îmbunătățirea calității emisiunilor de televiziune în culori, folosirea sistemelor de sincronizare stabile față de perturbații în receptoarele de abonat.

KING, G. J.: **Circuite de televiziune cu tranzistoare,** Radio Constructor, 17 (1964) nr. 8, martie, pag. 560–564, 7 fig.

Se prezintă circuitele bazelor de timp pentru explorarea de linii și de cadre precum și circuitele de sincronizare, cu amplificări de la receptoarele de televiziune echipate cu tranzistoare de producție engleză. Astfel, în televizorul „Portorama" al Întreprinderii Perdio, fazele impulsurilor de sincronizare de linii sînt comparate cu fazele impulsurilor de referință extrase din etajul de ieșire de linii într-un discriminator de fază, pentru care se dau schema-bloc și detaliile unor circuite. Semnalul de la ieșirea discriminatorului este aplicat unui amplificator de curent continuu pe emitor și unui oscilator de linii. Impulsurile de sincronizare de linii aplicate discriminatorului de fază trebuind să aibă forma corectă, înaintea acestui discriminator se montează un etaj separator al impulsurilor de sincronizare, conectat la ieșirea amplificatorului video. La televizorul Pye TTI, în timpul perioadei de sincronizare alternanța negativă a semnalului de sincronizare aduce un tranzistor în stare de conducție, astfel că pe rezistența lui de colector apare un impuls ascuțit. Acest circuit necesită un tranzistor de comutație rapidă, cu o rezistență mică de saturație și beta mare. În circuitul bazei de timp pentru explorarea pe verticală se utilizează un oscilator autoblocat, la care regenerarea este obținută printr-un cuplaj prin transformator între emitor și bază, urmat de un etaj de excitație și un etaj de ieșire. La televizorul Perdio „Portorama", circuitele bazei de timp pentru explorarea pe verticală, cuprind: un oscilator autoblocat, un amplificator, un etaj de excitație și un etaj de ieșire; fiecare etaj este realizat cu un singur tranzistor.

THANOS, HARRY.: **Fenomenul de intermodulație în receptoarele de televiziune,** IEEE Trans. Broadc. and TV 1963, nr. 3, noiembrie, pag. 41–47, 15 fig., 1 tabl, 6 ref. bibl.

În vederea minimizării fenomenului de intermodulație, adică de transferare a modulației corespunzătoare unei purtătoare apropiate la purtătoarea pe care este acordat receptorul, se întreprinde un studiu fizic și matematic al fenomenului corespunzător, în cazul utilizării tuburilor electronice și a tranzistoarelor. Constatîndu-se dependența fenomenului de intermodulație de domeniul de frecvențe, de anumite configurații ale schemei, precum și influența asupra cîștigului de putere și a factorului de zgomot al tranzistorului, se dau cîteva căi posibile de reducere a acestui fenomen și anume: utilizarea circuitelor cu dublu acord, a circuitelor în contratimp, utilizarea unor surse de impedanță joasă etc. și se insistă asupra avantajelor și dezavantajelor acestor metode, în funcție de domeniul de aplicație.

FISCHER, G.: **Amplificator selectiv cu tranzistoare, pentru frecvența intermediară de imagine,** Radio und Fernsehen, 13 (1964), nr. 1, ianuarie, pag. 6–10.

Calitatea imaginii unui receptor de televiziune depinde foarte mult de proprietățile de transmisiune ale amplificatorului de frecvență intermediară pentru imagine. Pentru acest motiv la început se tratează condițiile pe care trebuie să le îndeplinească un astfel de amplificator.

Amplificatorul de frecvență intermediară constituie, în ansamblul canalului de imagine, acel subansamblu care trebuie să dea amplificarea maximă. În domeniul de trecere al amplificatorului, care se găsește situat între 38,9 și 34 MHz, este necesară o amplificare de aproximativ 10 000 ori (80 dB). Amplificarea reprezintă în acest caz raportul tensiunii continue dată de demodulatorul video și tensiunea de intrare aplicată la grila tubului de amestec. Amplificarea mare este necesară mai ales atunci cînd în blocul de acord al etajului de intrare se folosesc tuburi moderne cu grilă-cadru, sau tranzistoare.

În baza caracteristicilor lor de zgomot mai bune, acestea permit o recepție utilă, chiar pentru tensiuni de intrare foarte mici.

Spre deosebire de receptorul de radiodifuziune, la care caracteristica de frecvență a amplificatorului de frecvență intermediară este definită într-o măsură mare prin indicarea lărgimii de bandă și a selectivității, amplificatorul de frecvență intermediară pentru imagine trebuie să aibă o formă a curbei bine stabilită. Această condiție rezultă din funcționarea cu bandă laterală reziduală, din economie pentru lărgimea de bandă.

Se poate observa dintr-o figură că același amplificator amplifică totodată și purtătoarea de sunet, care se găsește

în jur de 33,4 MHz. Aceasta însă este atenuată cu circa 20 dB, spre a evita modulaţia încrucişată cu purtătoarea de imagine, respectiv spre a evita fenomenele efectului de moarare. Lărgimea de bandă trebuie să fie $\geqslant$ 4,5 MHz, acoperind distanţa de la punctul lui Nyquist pînă la punctul unde curba a scăzut cu 3 dB.*) N.R. este vorba de norma de televiziune din Germania, diferită de norma OIRT.

Partea superioară a caracteristicii de frecvenţă trebuie să fie cît se poate de dreaptă, deci să nu prezinte o ondulare prea mare. Pe lîngă aceste condiţii mai există şi selectarea canalelor învecinate. Purtătoarele vecine de imagine şi sunet trebuie să fie atenuate faţă de propria purtătoare de imagine, cu circa 42 şi 46 dB, ceea ce este condiţionat, mai ales prin densitatea de emisie crescîndă. În afară de aceasta, în canalul de imagine al unui receptor de televiziune trebuie să nu ia naştere distorsiuni, deoarece acestea au întotdeauna ca urmare o înrăutăţire a calităţii imaginii. Selectorul de canale pe baza lărgimii sale de bandă relativ mare şi a ondulaţiei mici, nu este considerat ca o cauză pentru astfel de distorsiuni. Din contră, în amplificatorul de frecvenţă intermediară pentru imagine, care are o pantă foarte mare a flancului, datorită condiţiei de selectivitate, apar distorsiuni liniare, care se datoresc erorilor de fază. La acestea se mai adaugă şi distorsiunile datorite funcţionării cu bandă laterală reziduală, adică neliniarităţilor. Curba duratei de tranzit de grupă a unui receptor, ne dă o explicaţie asupra valorii unor astfel de erori de fază, Această curbă se găseşte într-o corelaţie strînsă cu caracteristica de amplitudine, în măsura în care, la amplificator, este vorba de un sistem cu fază minimă. Spre a putea înlătura aceste distorsiuni din amplificator a fi necesară o cheltuială cu mult mai mare. Pentru a evita acest caz, se prevede chiar la emiţător, o aşa-numită corecţie preliminară de fază. Un emiţător cu o astfel de corecţie preliminară garantează o redare optimă a imaginilor, la toate receptoarele de televiziune ale căror caracteristici de frecvenţă ale canalului de imagine corespund aşa-numitului demodulator de măsurare Nyquist.

Cu un receptor de televiziune modern trebuie să fie posibil să se recepţioneze emiţătoare cu cele mai diferite intensităţi de cîmp la intrare, fără ca pentru aceasta să fie nevoie să se varieze amplificarea manual.

Puterea maximă la intrare, conform TGL 8838, la care receptorul trebuie să mai lucreze perfect, este — 20 dB/mW. Acesta corespunde unei tensiuni de intrare de 25 mV, pe o rezistenţă de 60 Ω. Limita inferioară este dată de sensibilitatea limită de amplificare. Cu ajutorul montajului cu clape, amplificatorul de frecvenţă intermediară trebuie să fie astfel reglat, încît în domeniul indicat mai sus, tensiunea de ieşire a demodulatorului video să rămînă constantă. Aceasta înseamnă un domeniu de reglaj de $\approx$ 60 dB. Pentru aceasta trebuie să nu apară nici o deformare a caracteristicii de frecvenţă.

În continuare se analizează unele puncte de vedere teoretice şi practice, referitoare la utilizarea tranzistoarelor în amplificatorul de FI pentru imagine.

Se indică apoi modul de alegere a tranzistorului, stabilirea punctului de funcţionare, alegerea mijloacelor de selectare, neutralizarea şi capacitatea de modulare a ultimului etaj din amplificatorul de frecvenţă intermediară pentru imagine.

În încheiere se descrie sumar un amplificator complet tranzistorizat care este folosit în momentul de faţă mai ales la receptoarele portabile. Ele sînt de construcţii foarte mici. De exemplu la un receptor TV japonez, are dimensiunile 115 × 30 × 13 mm.

Se impune o dezvoltare impetuoasă a industriei constructoare de tranzistoare drift şi mesa, pentru a se ajunge la stadiul necesar.

COLIN CHERRY şi alţii : **Studiu experimental asupra posibilităţii de compresiune a lărgimii de bandă pentru semnalele de imagine**, Proceedings of the IEEE, 51 (1963), nr. 11, noiembrie, pag. 1507—1517.

Lucrarea reprezintă rezultatele principale ale unui studiu efectuat în ultimii şase sau şapte ani asupra posibilităţii de comprimare a semnalelor video. Trebuie să se accentueze de la început că nu s-a limitat atenţia la televiziunea radiodifuzată, ci s-au avut în vedere diferite utilizări industriale şi comerciale ale semnalelor video. Forma reală pe care o ia comprimarea va depinde de aplicaţia specifică (de exemplu comprimarea lărgimii benzii, reducerea vitezei impulsurilor reducerea timpului etc.) cum şi tipul canalului folosit. Problema centrală este atunci considerată ca „reducerea cantităţi de informaţie", în limitele unei afectări acceptabile a imaginii.

Nu s-a avut drept scop a se da o descriere tehnică a unui sistem pus la punct, ci să se descrie studiile asupra diferitelor probleme de bază întîlnite la sistemele practice. Totuşi, s-a ales să se lucreze cu semnale de tipul televiziunii, cu o lărgime de bandă de 3 MHz, folosind prezentul standard britanic de 405 linii, întreţesut, cu 25 cadre pe secundă. Considerentul pentru această alegere este faptul că asemenea standarde ridică toate problemele fundamentale. De asemenea s-a luat în considerare atît imaginile în semitonuri, cît şi cele în alb-negru (două niveluri) în prezenţa unor niveluri de zgomot reale. În baza acestor standarde, transmiterea informaţiilor cu viteză mare ridică probleme dificile în ce priveşte aparatajul, însă standardele mai puţin pretenţioase pot satisface numeroase aplicaţii industriale. Una din concluzii este faptul că comprimarea semnalelor video constituie în foarte mare măsură mai ales o problemă de metodă şi de aparataj, decît o problemă teoretică de principiu. Din acelaşi considerent s-a ales efectuarea experienţelor nu asupra calculatoarelor, ci cu aparate reale şi în „timp real".

Părerea autorilor este că în comparaţie cu utilizarea extensivă a canalelor de sunet, sîntem abia la începutul utilizării semnalelor video. Circuitele telefonice se bazează aproape integral pe vorbire. Ar fi de mare valoare, pentru numeroase scopuri industriale şi comerciale, ca aceasta să fie însoţită de semnale video. Cîteva aplicaţii viitoare vor fi menţionate aici, din numeroasele aplicaţii, care sînt în atenţia generală. O parte din circuitele telefonice sînt de pe acum folosite pentru transmiterea informaţiilor cu mare viteză; liniile locale au fost modificate, experimental, pentru a transmite, cu viteze pînă la cel puţin 1,5 Mbit/s. O dată cu utilizarea industrială crescîndă a calculatoarelor şi altor metode de prelucrare a informaţiilor, putem să ne aşteptăm ca mai multe circuite telefonice să fie adaptate în mod corespunzător pentru utilizarea repetoarelor de tipul cu impulsuri şi este posibil să ne aşteptăm la instalarea unor magistrale speciale. Aceasta revarsă o nouă lumină asupra posibilităţilor transmiterii imaginilor. Dacă se va întîmpla acest lucru, atunci se crede că schemele de comprimare vor fi de o mare valoare economică şi trebuie luate în considerare de la început.

În prezent, informaţiile transmise cu mare viteză sînt expediate prin magistrale, pentru cerinţe industriale, însă numeroase linii trebuie să fie folosite simultan, eventual un supergrup, a cărui închiriere este foarte costisitoare. Schemele de comprimare vor reduce foarte mult aceste costuri. De exemplu, se preconizează să se comprime vitezele de transmitere a informaţiilor pentru imaginile de alb-negru (ale documentelor, schemelor maşinilor etc.) cel puţin la 10 :1 sau chiar 20 :1, cu niveluri de zgomot rezonabile, asemenea imagini deservind o clasă foarte importantă de aplicaţii.

De exemplu, s-a şi ivit necesitatea de a transmite instantaneu imaginea documentelor, cecurilor, semnăturilor şi ale altor acte asemănătoare de la casa de conturi centrală, spre băncile sucursale. În legătură cu aceasta, imaginaţi serviciul de scheme al viitorului, cu mii de scheme detaliate pe microfilme într-un depozit central, însă accesibile uşor la cererea proiectanţilor şi a inginerilor în diverse birouri de specialitate, răspîndite în ţară. Într-adevăr, un sistem se şi află în uz în Anglia şi în alte părţi, prin care un proiectant poate expedia prin poştă o schiţă grosolană a unei părţi cerute la un depozit central de scheme codificate şi automat un grup de scheme este extras din depozit, redînd foarte apropiat partea cerută şi este expediat prin poştă la proiectant. Este posibil deci să se economisească 24 sau 36 ore, timp necesar trimiterii poştale, dacă aceste scheme ar fi transmise prin telefon.

Administraţiile de ziare au nevoie să transmită copiile paginilor dintr-o localitate în alta. În prezent, aceasta poate să necesite pînă la 20 min, timp care poate fi în mare măsură redus prin comprimare. Între altele, după cum am spus, nu ar constitui o deficienţă dacă imaginile în semitonuri ar fi transmise separat.

Ne-am putea imagina în plus, în viitor, „studiouri" speciale miniatură, asemănătoare cu cabinele telefonice actuale,



OPSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

fie pentru uz public, fie în cadrul întreprinderilor industriale mari, în care o imagine, ca şi vocea ar putea fi transmisă la prieteni şi colegi.

Cele mai multe aplicaţii care se preconizează, necesită un serviciu de tipul „difuziunii", fie prin telefon sau altfel. Aceste instalaţii necesită un emiţător central de transmitere a imaginilor la un număr de receptoare satelite, amplasate în locuri diferite, unde eci pamentul trebuie să f e simplu şi ieftin. Prin urmare, s-au luat în considerare principiile de compresiune care vizează aproape întreaga complexitate la emiţător, însă folosind receptoare extrem de simple, folosind explorarea cu viteză variabilă. Codificarea la emiţător şi codificarea la receptor trebuie să nu antreneze existenţa imaginilor oglindă.

În continuare se arată experienţele iniţiale cu sistemul de compresiune cu buclă închisă simplă, apoi propuneri pentru un sistem de compresiune cu buclă deschisă. Următoarele paragrafe se ocupă de problema „amănuntului imaginii" şi de detectarea amănuntelor, măsuri statistice preliminare, apoi se enunţă teoria codificării lungimii de desfăşurare folosind lungimile de desfăşurare standard. În încheiere se fac consideraţii asupra unui receptor cu viteză variabilă de explorare şi unele încercări asupra calităţii imaginilor comprimate.

THOUREL, L.: **Antene independente de freevenţă,** Revue générale d'Eléctronique, 17 (1963), nr. 199, iunie, pag. 38—45, 19 fig., 11 ref. bibl.

În problema antenelor de bandă largă, în ultimul timp a apărut un nou tip cu aplicaţii multiple şi anume antenele independente de frecvenţă care au schimbat aspectul problemei pus anterior. Noile antene s-au dezvoltat pornind de la două principii:

1. Proprietăţile unei antene (impedanţa, cîştigul, directivitatea) sînt determinate de forma ei şi de dimensiunile exprimate în lungimi de undă. Dacă antena este astfel construită încît elementele ei să se poată deduce unele din altele prin omotetie, urmată sau nu de o rotire în jurul centrului de omotetie, funcţionarea devine independentă de frecvenţă, deoarece structura antenei este definită numai prin unghiuri.

2. Două sisteme radiante, deduse unul din altul printr-o înmulţire a dimensiunilor lor prin $\tau$, prezintă aceleaşi proprietăţi una la frecvenţa f şi alta la frecvenţa $f/\tau$. O antenă formată din elemente care se deduc unele din altele printr-un factor $\tau$ foarte apropiat de unitate, va putea avea deci caracteristici puţin diferite pe o foarte largă bandă de frecvenţe, dacă ea comportă un număr suficient de mare de elemente. Pe primul principiu se bazează antenele „echiunghiulare" iar pe al doilea, antenele „periodice". În acest sens se studiază în articol antenele plane în spirală şi antenele periodice, explicîndu-se funcţionarea şi calculîndu-se pe rînd polarizarea, impedanţa de intrare şi adaptarea.

GILMORE, KEN: **Amplificatoare şi difuzoare corelate,** Electron. Wld, 71 (1964), nr. 3, martie, pag. 32—35 66—67, 8 fig.

Un difuzor construit pentru un anumit amplificator, şi invers, oferă o serie de avantaje economice faţă de sistemul obişnuit de a utiliza difuzoare de înaltă calitate împreună cu amplificatoare foarte bune. Corelarea celor două elemente permite obţinerea unor redări de calitate superioară prin compensarea reciprocă. Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului se modelează după cea a difuzorului asociat. În amplificator se introduc reacţii care cuprind şi bobina mobilă a difuzorului. Se pot construi astfel difuzoare considerabil mai mici decît cele obişnuite la puterea respectivă.

Pentru a nu fi necesare puteri de excitaţie excesive, se utilizează magneţi mai mari, iar efectul defavorabil pentru capătul inferior al caracteristicii de frecvenţă se compensează electronic în amplificator.

LEVENTHALL, H. G.: **Distorsiunile de bază în sistemele de înregistrare pe bandă magnetică,** Electronic Engineering, 35 (1963), nr. 426, august, pag. 536—539, 12 fig., 2 ref. bibl.

Variaţia amplitudinii cu frecvenţa, datorită capetelor de înregistrare şi reproducere ale magnetofoanelor, se compensează prin introducerea unor circuite speciale în schemele celor două amplificatoare. Aceste circuite de compensare provoacă distorsiuni de fază, care în anumite aplicaţii de studii acustice pot da naştere la erori importante. Se analizează grafic efectele distorsiunilor de fază şi cauzele care le pot provoca. Se descriu amănunţit cercetările efectuate pentru determinarea şi separarea diferitelor surse de distorsiuni de fază. Se recomandă scheme-bloc şi aparatură necesară pentru măsurarea defazajelor introduse de capul şi amplificatorul de înregistrare, de capul şi amplificatorul de redare şi de banda magnetică propriu-zisă. Se analizează grafic rezultatele obţinute, indicîndu-se posibilităţile de compensare a efectelor nedorite în regiunea centrală de frecvenţe. Rezultatele obţinute demonstrează că banda magnetică nu introduce defazaje, în afara celor datorate decalajului de timp corespunzător trecerii ei în dreptul celor două capete, dar aceste defazaje nu dau loc la distorsiuni.

KOCKEL, L.: **Sistemul K 1920, pentru cablu de bandă largă,** Der Fernmelde-Praktiker, 3 (1963) nr. 11, noiembrie, pag. 245—248, 7 fig.

Între Administraţiile de telecomunicaţii ale ţărilor socialiste, conform unei înţelegeri, se va realiza o reţea internaţională de cabluri coaxiale la care se va racorda şi RDG printr-o linie Praga-Berlin.

Pe această secţiune va funcţiona sistemul de bandă largă pentru cablul K 1920. Proiectarea şi instalarea cablului ca şi lucrările de montaj (cablu şi instalaţii tehnice), precum şi măsurările secţiunilor parţiale de pe teritoriul RDG se execută de către specialiştii Poştei germane. Sistemul de bandă largă pentru cablu K 1920 este un sistem pentru comunicaţii la mare distanţă funcţionînd pe cabluri coaxiale şi a fost realizat în Uniunea Sovietică. Sistemul funcţionează în banda de frecvenţe de la 0,3 la 8,5 MHz. Căile telefonice respectă condiţiile de zgomot ale circuitului de referinţă recomandat de CCITT pentru 2 50 km.

Acest sistem permite două moduri de funcţionare pentru fiecare pereche coaxială:

1920 căi telefonice 0,312 la 8,523 MHz
300 căi telefonice 0,312 la 1,548 MHz
2 canale de imagine pentru televiziune, 1,891 la 8,491 MHz
2 canale de sunet pentru televiziune 0,273 la 0,288 MHz.

Benzile de frecvenţă sînt:
Calea telefonică 0,3 la 3,4 kHz.
Canalul de imagine pentru televiziune 50 Hz la 6 MHz.
Canalul de sunet pentru televiziune 30 Hz la 15 kHz.

Sistemul funcţionează pe un cablu cu patru perechi coaxiale realizate de către fabrica de cabluri Oberspree Berlin, de tipul 2 Y Mzbc — TF.

Staţiile terminale sînt de tipul cu echipament terminal telefonic combinat cu echipament terminal de televiziune sau cu echipamente terminale separate.

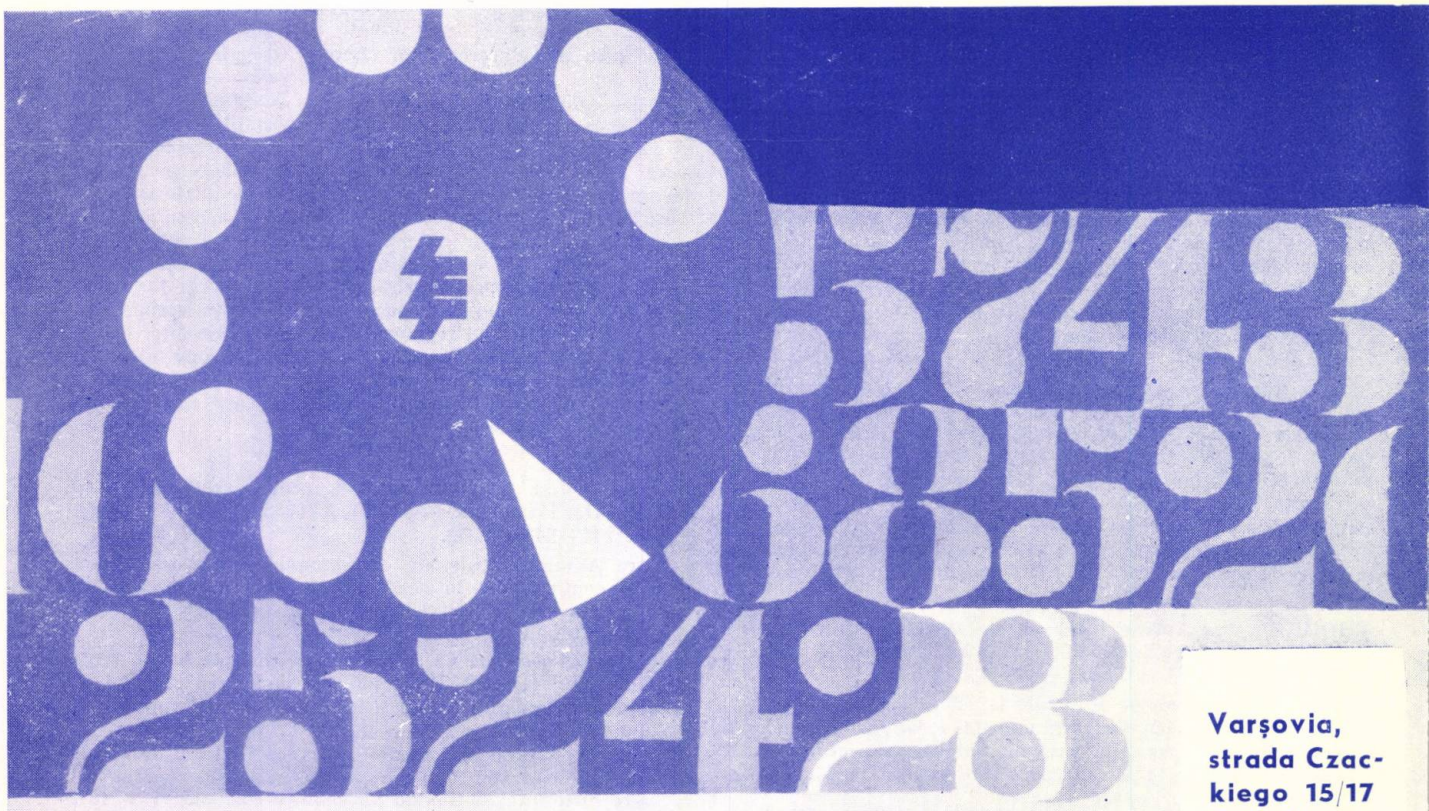
Staţiile terminale pot să telealimenteze şi să supravegheze atît staţiile intermediare, fără personal, cît şi echipamentul terminal de televiziune.

Echipamentul terminal permite separarea benzii de transmisiuni telefonice de cea de televiziune, translaţia tuturor căilor telefonice sau comutarea diferitelor grupe de căi telefonice, din banda de transmisie. Echipamentul terminal produce frecvenţele pilot de bază şi de grup superior, necesare. De asemenea aici se produc frecvenţele pilot de linie de 308 kHz, 1552 kHz, 5974 kHz şi 8544 kHz, care efectuează reglarea automată a nivelului, egalizarea şi comutarea între secţii.

Generatoarele frecvenţelor pilot şi frecvenţele purtătoare stabilizate cu cuarţ şi termostat sînt dublate. În cazul întreruperii acestor frecvenţe are loc o comutare automată pe generatorul în rezervă, fără ca întreruperea să fie resimţită chiar în exploatarea telegrafică.

Translaţia şi controlul benzii de transmisiune pentru televiziune (sunet şi imagine) se face cu ajutorul unor dispozitive speciale de pe terminalul de televiziune. Banda de televiziune primită de la studio este translatată de către terminalul de televiziune, în banda de frecvenţă corespunzătoare pentru transmisiune şi apoi este cuplată cu banda telefonică.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLYA 1883 BUDAPEST



*Exportator :* Societatea Poloneză de Comerț Exterior pentru Electrotehnică

**ELEKTRIM**

Varșovia,
strada Czackiego 15/17
Polonia
Telex 81347
Căsuța poștală 638

**Radiotelefoanele de producție poloneză vă oferă mari servicii în comunicațiile terestre, maritime, aeriene și în subteran**

**Următoarele modele sînt cunoscute pentru calitățile lor :**

- **tipul FM — 302 aparat fix sau mobil, alimentat, de la rețeaua de 220 V și prin baterii ;**
- **tipul FM 311 — portativ, alimentat prin baterii**
- **tipul FM 325 — fix, alimentat de la rețea.**

**Date tehnice :**

**De la 31 la 47 și de la 148 la 174 MHz**

**De la 0,6 la 60 W — bătaia 5 la 70 km**
**modulație de frecvență**

- **tipul RTG-1 — radiotelefon pentru comunicații în mină**

**Date tehnice : 215 kHz, 0,15 W, bătaia 2 km — alimentare din acumulator, modulație de frecvență**

- **tipul GZG-3 c pentru recepția radiofonică portativă.**

**Date tehnice: de la 40 la 260 kHz, de la 2 la 10 W, alimentare de la rețea modulație de frecvență**

# *Muncitori,*

# *ingineri,*

# *tehnicieni!*

EDITURA TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR publică broșuri și cărți tehnice în următoarele domenii ale tehnicii și științelor aplicate:

— transporturi feroviare
— transporturi auto
— transporturi maritime și fluviale
— transporturi aeriene
— poștă
— telecomunicații
— electronică și automatică aplicată în activitatea de transport
— întreținerea și exploatarea căilor rutiere

Cărțile apărute în EDITURA TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR se pot procura:

— din librării
— prin difuzorii de cărți din unitățile M.M.Tc.
— direct (sau prin mandat poștal) de la Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, calea Griviței nr. 193 B.

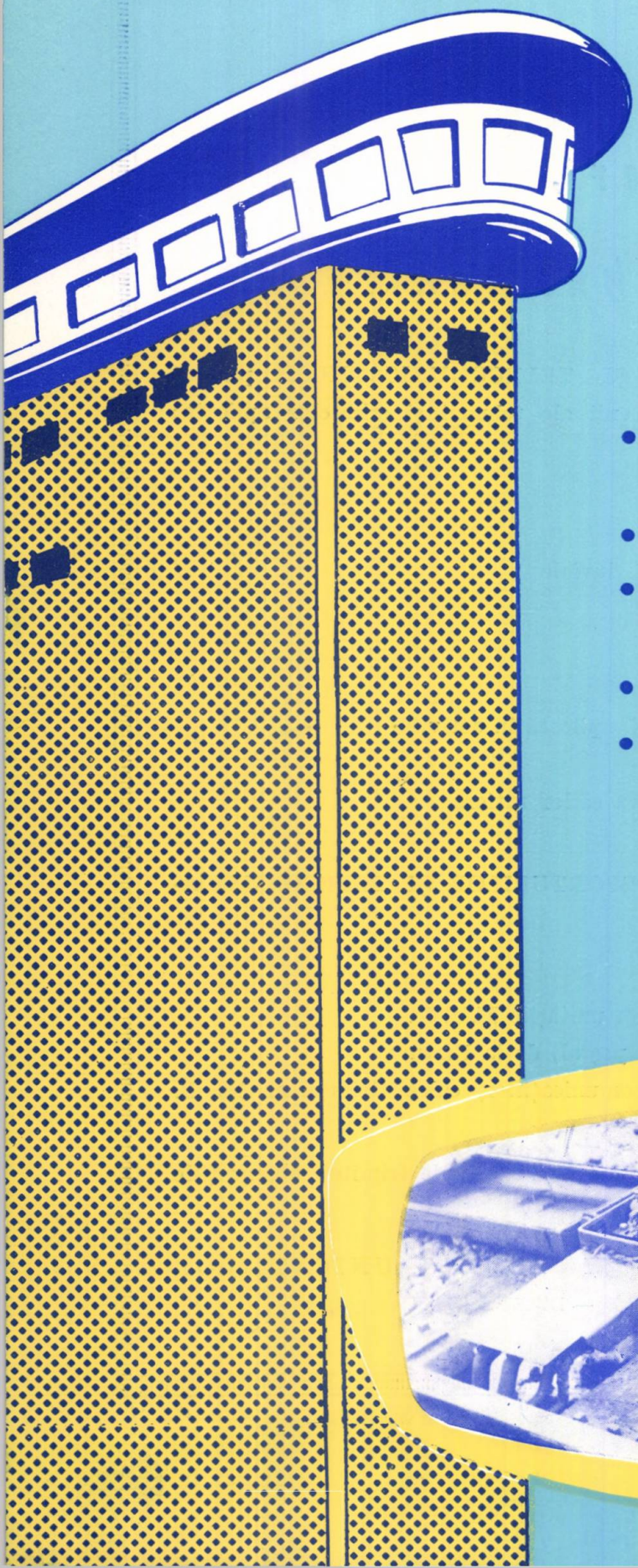
Pentru a contribui la îmbunătățirea activității editoriale trimiteți observațiile și propunerile dv. la:

EDITURA TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
CALEA GRIVIȚEI Nr. 193 B — BUCUREȘTI

# I. L. C. T.

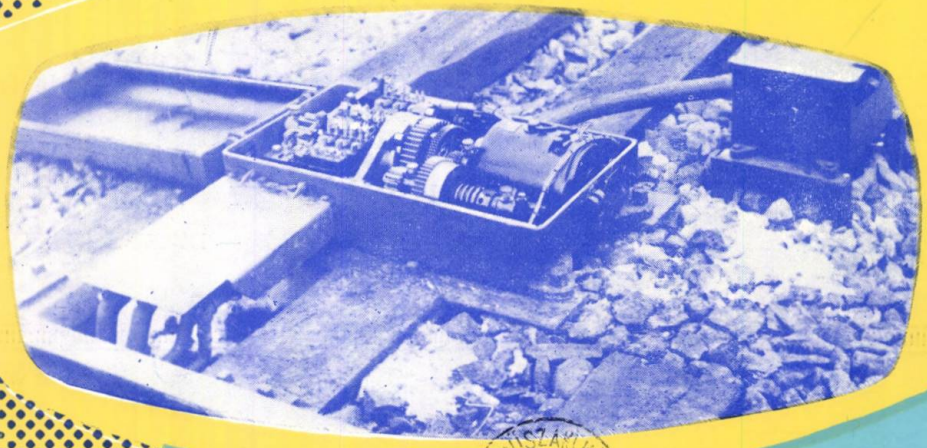
## ÎNTREPRINDEREA DE LUCRĂRI DE CENTRALIZARE ȘI TELECOMANDĂ

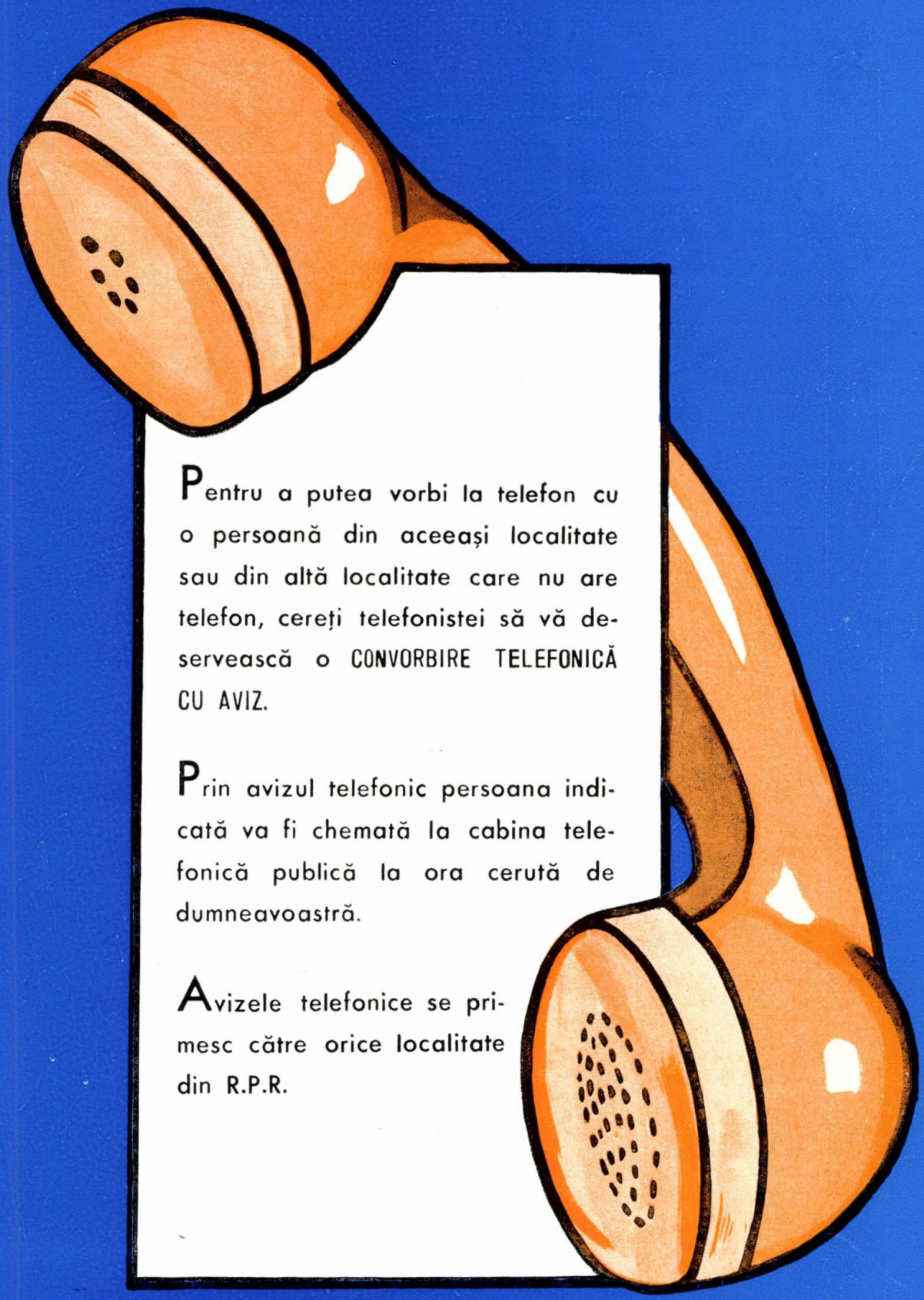
din cadrul M. T. Tc.
DIRECȚIA GENERALĂ A CONSTRUCȚIILOR



*Execută lucrări pentru siguranța circulației la calea ferată:*

- Semnalizare, centralizare și bloc de linie automat
- Instalații dispecer, telecomandă.
- Rețele aeriene și subterane de telecomunicații feroviare.
- Centrale telefonice automate.
- Linii de contact pentru tracțiunea electrică.





Pentru a putea vorbi la telefon cu o persoană din aceeași localitate sau din altă localitate care nu are telefon, cereți telefonistei să vă deservească o CONVORBIRE TELEFONICĂ CU AVIZ.

Prin avizul telefonic persoana indicată va fi chemată la cabina telefonică publică la ora cerută de dumneavoastră.

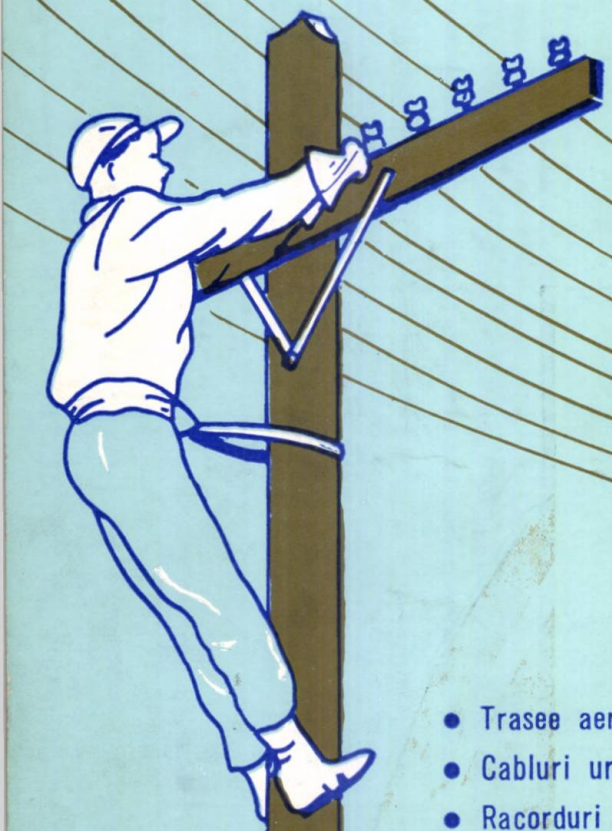
Avizele telefonice se primesc către orice localitate din R.P.R.

1965 JUN 25

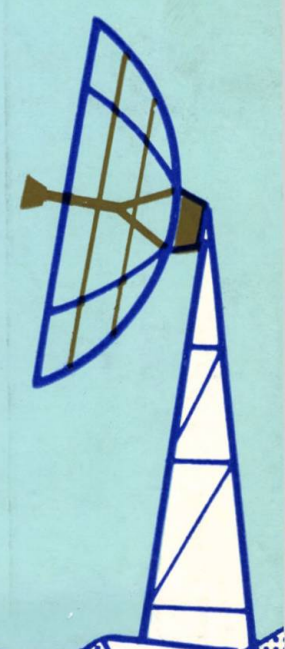
# TELECONSTRUCȚIA

**ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ ÎN TOATĂ ȚARA**

**MONTAJE DE:**



- Trasee aeriene (telefon, telegraf, radioficare)
- Cabluri urbane și interurbane
- Racorduri telefonice
- Centrale telefonice manuale și automate
- Centrale telegrafice
- Sisteme de curenți purtători
- Stații de radio, radioficare
- Radiorelee
- Instalații pentru protecția navigației aeriene
- Protecția liniilor Tc datorită influenței liniilor de energie electrică și a liniilor CF electrificate



E 1711

# telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII • TELEFONIE

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

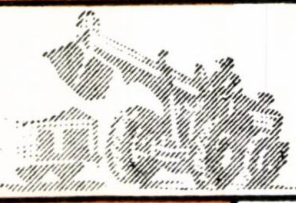
1965

2

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 2 ★ p. 33—64 ★ București ★ februarie 1965

# ÎNTREPRINDEREA DE UTILAJE
PENTRU
# CONSTRUCȚII ÎN TRANSPORTURI
(I. U. C. T.) — BUCUREȘTI

CU SEDIUL LA OTOPENI
STR. ODĂI NR. 6



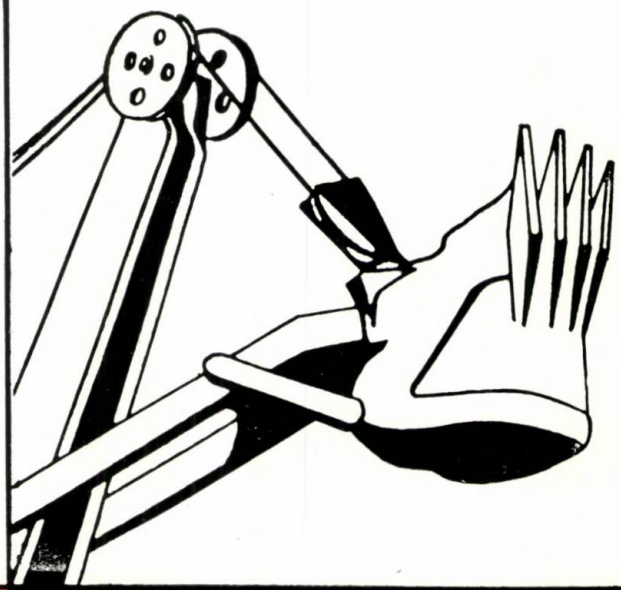
*execută:*

— reparații de utilaje pentru construcții (excavatoare, buldozere, screpere etc.)

— închiriază utilaje grele necesare lucrărilor de construcții

— confecționează diverse prefabricate din beton armat, tîmplărie metalică și lemn.

*Livrează produse de balastieră*



E 171

MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS SZOLGÁLAT 1983


# telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

*Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 — Nr. 2 — Februarie 1965



COMITETUL DE REDACȚIE

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRAGANESCU, candidat în științe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, Vicepreședinte al Comitetului de Radiodifuziune și Televiziune, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.


## *CUPRINS*


*Condrea, S. Bănică, I.*: **Metodă de sinteză în timp a circuitelor de formare a impulsurilor.**

Se prezintă o nouă metodă de sinteză în timp a unui cuadripol reciproc constituit din elemente R,L,C, fondată pe analiza răspunsului unui circuit disipativ elementar la impulsul unitate.

Forma impulsului răspuns este aproximată printr-o funcție periodică amortizată dezvoltată în serie Fourier trunchiată.

Se stabilesc formulele pentru realizarea cuadripolului, avînd un răspuns dat și se dă un exemplu de calcul.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 2, pag. 33–39

---

*Rulea, Gh.*: **Metode teoretice și experimentale pentru studiul discontinuităților în ghiduri.**

Sînt prezentate principalele metode de determinare a circuitului cu constante concentrate echivalent unei discontinuități în ghid.

Se fac comparații între metode, punîndu-se în evidență avantajele și dezavantajele lor. Se expun rezultatele obținute pentru diafragma cu fantă inductivă și pentru joncțiunea în T cu o sarcină rezistivă.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 2, pag. 40–49

---

*Ișfan, Ligia.*: **Influența mărimii inducției magnetice din întrefier asupra performanțelor difuzoarelor electrodinamice cu radiație directă.**

În articol, autorul analizează în linii mari performanțele difuzorului cu radiație directă afectate de valoarea inducției magnetice în întrefier și se analizează valorile de inducție realizate pe plan mondial.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 2, pag. 50–52

---

*Codăuș, D.*: **Controlul protectoarelor în exploatare**

După o introducere în care arată pe scurt originile, valorile și duratele supratensiunilor împotriva cărora trebuie protejate liniile de telecomunicații, autorul expune modul de funcționare a protectoarelor și stabilește care sînt parametrii acestora care trebuie controlați periodic în exploatare.

Se descrie apoi aparatul realizat de autor pentru controlul protectoarelor.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 2, pag. 53–54

---

*Brunștein, Vl.*: **Egalizarea liniilor în cazul transmisiilor unidirecționale.**

Se expune problema corectării distorsiunilor de atenuare a circuitelor în cablurile telefonice urbane, folosite pentru transmisii de radioficare.

Se analizează cuadripolul cu impedanța la intrare constantă cînd sarcina lui este o linie omogenă dintr-un cablu urban.

Se arată rezultatele obținute de autor pentru două cazuri practice, din rețeaua de cabluri urbane a orașului București.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 2, pag. 55–56

---

*Oncescu, I.*: **Considerații privind ventilarea încăperilor de acumulatori staționari.**

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 2, pag. 57–58



Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembriee". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament; Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. — Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" — București
c. 5174

# CONTENTS

621.373.43

*Condrea, S. Bănică, I.* **A time-synthesis method for pulse forming circuits.**

A new time-synthesis method for an RLC reciprocal fourpole is presented, grounded on the analysis of the unit pulse response of an elementary dissipative circuit. The response pulse shape is approximated by a damped periodic function, developped as a finite Fourier series.

The formula for the fourpole with a desired response are established and exemplified.

Telecomunicații, Bucharest, 91965), no. 2, p. 33–39

621.372.8

*R u l e a, G h.* **Theoretical and experimental methods for the study of the waveguide discontinuities.**

The main methods for designing the equivalent lumped-constant circuit of a waveguide discontinuity are reviewed. By comparison between these methods, their advantages and disadvantages are pornted out. Experimental results with inductive slotted diaphragms and with resistive-loaded T junctions are exposed.

Telecomunicații, Bucharest. 9 (1965), nr. 2, p. 40–49

621.395.623.72

*Ișfan, L.* **The influence of the gap magnetic induction on the direct-radiating electrodynamic londspeaker performances.**

There are analysed the direct-radiating loud-speaker performances which are influenced by the value of the gap magnetic induction. A comparison with the world-wide valuable gfigures is ointed out.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 2, p. 50–52

621.316.93 :621.395.73

*Codăuș, D.* **The checking of the protectors during the functionment.**

After a brief review of the origins, the values and the duration of the overvoltages against whose the telecommunication lines must be protected, the functionnment of the protectors is exposed and the periodically overseeing parameters are established.

An apparatus is described, performed by the author for checking protectors.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 2, p. 53–54

621.395.975

*Brunștein, Vl.* **Line equalisation for unidirectional transmission**

The linear distortion correction for music channels in local cables is studied.

An analysis is made for the fourpole with constant imput impedance when loaded with a homogenous local line. Practical results obtained in the cable network of Bucharest are presented.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 2, p. 55–56

621.712 :621.355.21

*Oncescu, I.* **Considerations on the ventillation of stationar battery rooms.**

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 2, p. 57–58

# SOMMAIRE

621.373.34

*Condrea, S. Bănică, I.* **Méthode de synthèse dans le temps des circuits de formation des impulsions.**

On présente une nouvelle méthode de sy nthèse dans le temps d'un quadripôlé réciproque constitué d'éléments RLC, fondée sur l'analyse de la réponse d'un circuit dissipatif élémentaire à l'impulsion unité. La forme de l'impulsion-réponse est approximée par un fonction périodique amortie, développée en série Fourier tronquée.

On établit les formules du quadripôle ayant une réponse voulue et on en exemplifie l'application.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 2, p. 33–39

621.372.8 i

*R u l e a, G h.* **Méthodes théoriques et expérimentalles pour l'étude des discontinuitéés dans les guides d'ondes.**

Les principales méthodes de détermination du circuit à constantes concentrées équivalant à une discontinuité dans le guide d'onde sont présentées et comparées: de leur comparaison sont mis en évidence les avantages et désavantages relatifs.

On rend ensuite les résultats obtinus pour le diaphragme à fente inductive et pour la fonction T à charge résistive.

Telecomunicații, Bucarest 9 (1965), no. 2, p. 40–49

621.395.623.72

*Ișfan, L.* **L'influence de la valeur de l'induction magnétique dans l'entrefer sur les performances des haut-parleurs électrodinamiques à rayonnement direct**

On analyse les performances de haut-parleur à rayonnement direct influencés par le valeur de l'induction magnétique dans l'entrefer et on les compare avec les valeurs at teintes sur le plan mondial.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (965), nr. 2, p. 50–52

621.316.93 :621.395.78

*Codăuș, D.* **Le contrôle des protecteurs en place.**

Après avoir brièvement montré les origines, les valeurs et les durées des surtensions contre lesquelles il faut protéger les lignes de télécommunications, l'auteur expose le mode de fonctionnement des protecteurs, en établissant les paramètres qui doivent étre périodiquement controlés pendant le fonctionnement.

On décrit ensuite l'appareil réalisé par l'auteur pour le contrôle des protecteurs.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 2, p. 53–54

621.395.975

*Brunștein, Vl.* **Egalisation des lignes lors des transmissions unidirectionelles.**

On étude la correction des distortions d'affaiblissement des circuits en câble téléphonique urbain utilisée pour la transmission de la musique.

On analyse la quadripôle ayant une impédance constante à l'entrée quand sa charge est une ligne homgogène d'un câble urbain. On y rattache les résultats obtenus par l'auteur pour deux cas pratiques du réseau des câbles urbains de Bucharest.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 2, p. 55–56

621.712 :612.355.21

*Oncescu, I.* **Considérations sur la ventillation des salles d'accumulateurs stationnaires.**

Telecomunicații, Bucarest, 9. (1965), nr. 2, p. 57–58

## СОДЕРЖАНИЕ


621.373.43

КОНДРЯ, С., БЭНИКЭ, И. Метод временного синтеза цепей для формирования импульсов.

Предсравляется новый метод временного синтеза пассивного четырехполюсных, с элементами Р.Л.Ч., на основе анализа частотной характеристики элементарной цепи с потрями на единичный импульс.

Апроксимальные формы полученного импульса осуществляется затухающей периодической функцией в виде ограниченного ряда фурье.

Устанавливаются формулы для реализации четырехполюсника с желаемой переходной характеристикиой и приводятся примеры расчета.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 2 стр. 33–39

621.372.8

РУЛЯ, Г. **Теоретические и экспериментальные методы для изучениянеоднородностей и в волноводах.**

Описываются основные методы определения неоднорсдности в волноводе.

Сравниваются яетоды подчеркивая их преимущества и недостатки. Указываются результаты полученные для диафрагмы с индуктивной хелью и для Тобразвого соединения с резистивной нагрузкой.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9(1965) № 2 стр. 40–49

621.395 : 623.72

ИШФАН, ЛИДЖИЯ.: Влияние величины магнитной индукции в воздушном зазоре над параметрами электродинамических громкоговорителей с прямым излучением.

В статье автор рассматривает в общих чертах параметры громкоговорителя с прямым излучением над которыми влияет величина магнитной индукции в воздушном зазоре и анализирует фдостигнутые значения индукции в мировом маштабе.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 2 стр. 50–52

621.316.93 : 621.395.395.73

КОДЭУШ, Д.: Контроль разрядников в эксплуатации.

После краткого описания причин, значений и продолжительности перенапряжений от которых должны защищаться линии связи, автор рассматривает принцип работы разрядников и устанавливвает какие из их параметров должны периодически проверяться.

Описывается прибор построенный автором для проверки разрядников.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 2. стр. 53–54

621.395.975

БРУНШТЕЙН, В.: Равновешание линий в случае односторонних передач.

Рассматривается вопрос коррекции линейнных искажений в целях городских телефонных кабелей, используемые для передачи програм для проводного радиовещания.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 2, стр. 55–56

621.712 : 621.355.21

ОНЧЕСКУ, И. Некоторые замечания относительно вентиляции помещений стационарных акумуляторов.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965,) № 2 стр. 57–58


## INHALTSVERZEICHNIS


621.373.43

*Condrea, S., Bănică, I.* **Zeitsynthesismethode der Pulsbildungskreise.**

Eine neue Zeitsynthesismethode eines reziproken RLC-Vierpoles wird dargelegt, die auf der Analyse der Wiedergabe eines Einheitpulses von einem elementären dissipativen Kreise fusst. Die Form des Pulses wird durch eine gedämpfte periodische Funktion angenähert und diese Funktion wird in einer endlichen Fourier-Serie entwickelt.

Es werden die Formel für die Gestaltung des Vierpoles mit gegebener Kennlinie gefolgert und durch ein Beispiel erläutert.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), H 2, S. 33–39

621. 372.8

*Rulea , Gg.* **Theoretische und experimentelle Methoden für das Studium der Diskontinuitäten in den Wellenleitern.**

Die wichtigsten Methoden für die Bestimmung des Kreises mit konzentrierten Werten, der einer Diskontinuität im Hohleiter entspricht, werden dargelegt. Die Methoden werden verglichen und ihre Vor- und Nachteile werden hervorgehoben. Die Ergebnisse für die induktive Schlitzblende und für die resistiv belastete T-Junktion, werden mitgeteilt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), H 2, S. 40–49

621.395.623.72

*Işfan, L.* **Der Einfluss der Grösse der magnetischen Induktion im Luftspalt auf den Kenndaten elektrodinamischer Lautsprecher mit direkter Strahlung.**

Die Kennwerte des direktstrahlender Lautsprechers, de von der magnetischen Induktion im Luftspalt beeinflusst werden, werden in grossen Zugen analysiert und mit dei weltweit üblichen Werten verglichen.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), H 2, S. 50–52

621.316.93 :621.395.73

*Codăuş, D.* **Die Kontrolle der Schutzvorrichtungen während des Betriebes.**

Nach einer kurzen Darlegung der Ursachen, Werten und Dauer der Uberspannungen, gegen welche die Freileitungen geschűtzt werden sollen, wird die Arbeitsweise der Schutzvorrichtungen dargelegt und die Parameter, derer periodische Betriebskontrolle nötig ist, festgestellt.

Weiter wird das vom Verfasser ausgeführten Schutzerkontrollgerät beschrieben.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), H 2, S. 53–54

621.395.975

*Brunştein, Vl.* **Abgleichung der Leitungen für einseitigen Ubertragungen.**

Es wird die Korrigierung der Dämpfungsverzerrungen dev fur Drahtfunk verwendeten Ortskabelkreise studiert und der Vierpol mit konstanten Eingang bei einer Belastung durch eine homogäne Ortskabelleitung analysiert. Die Ergebnisse des Verfassers fur zwei praktische Fälle des Bukarester Ortskabelnetzes werden vorgestellt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), H 2, S. 55–56

621.712 : 621.355.21

*Oncescu, I.* **Betrachtungen über die Belüftung der Standbatterieräume**

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 2, S. 57–58

# ПОРТО СКРИСОРИ

## Filatelişti!

*Magazinele şi ghişeele filatelice de la oficiile P.T.T.R. vă oferă un variat sortiment de:*

- MĂRCI POŞTALE ROMÎNEŞTI
- PLICURI „PRIMA ZI A EMISIUNII" (CARE POT FI FOLOSITE ŞI CA TRIMITERI POŞTALE OBIŞNUITE)
- PLICURI FILATELICE CU PREMII
- DIFERITE ACCESORII FILATELICE
- MAXIMAFILIE

telecomunicații

Anul IX nr. 2 februarie 1965

Prof. ing. SERGIU CONDREA
Ing. ION BĂNICĂ

# Metodă de sinteză în timp a circuitelor de formare a impulsurilor

## INTRODUCERE

Dezvoltarea rapidă a telecomunicațiilor prin impulsuri, atît în telefonia multiplex, cît și în sistemele de transmisiuni de date, precum și dezvoltarea electronicii în domeniul micro și nano-secundelor, au mutat accentul cercetărilor de pe regimul permanent pe regimul tranzitoriu. Problemele fundamentale care se pun în aplicațiile regimului tranzitoriu sînt de două categorii: de analiza circuitelor în timp, adică de studiul transformărilor ce le suferă un semnal tranzitoriu în trecerea lui printr-un circuit și de sinteza circuitelor în timp, adică de proiectare a unei rețele care să producă o anumită transformare a semnalului.

După cum s-a arătat în [1], metodele cunoscute de sinteză în domeniul timp, deși folosesc un aparat matematic deosebit de dezvoltat, nu dau rezultate complet satisfăcătoare. O metodă nouă, care reprezintă o îmbunătățire substanțială în tratarea acestei probleme, este metoda elaborată de autorul articolului citat [1], bazată pe folosirea transformatei $z$ și alegerea unei anumite distribuții a polilor funcției ce se aproximează.

În cele ce urmează se prezintă o nouă metodă de sinteză, mai simplă, prin care se ajunge la aceleași rezultate ca în [1], metodă bazată pe analiza circuitului elementar *RLC*, avînd controlul sistematic al erorii de aproximare și posibilitatea de a verifica și a interveni pentru a satisface condițiile de realizabilitate cu elemente pasive.

## 2. RĂSPUNSUL UNUI CIRCUIT OSCILANT DISIPATIV LA UN IMPULS-UNITATE

Circuitul oscilant elementar reprezentat în figura 1, *a*, compus dintr-o inductanță $L$ în serie cu o rezistență mică de pierderi $r$ și o capacitate $C$ în paralel cu o rezistență mare de pierderi $R$, poate fi caracterizat fie prin impedanța sa de regim permanent $Z(\omega)$ sau prin impedanța sa de regim general (permanent și tranzitoriu) $Z(p)$, unde $p = \sigma + j\omega$ este frecvența generalizată (disipativă), fie prin răspunsul său în timp $u(t)$, la un impuls-unitate (răspuns tranzitoriu).

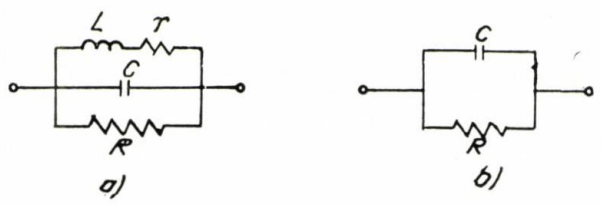



Fig. 1. *Circuit oscilant elementar:*
*a* – cazul general $L, r, C, R$; *b* – cazul particular $C, R$

Considerînd impulsul-unitate de natura unui curent, răspunsul va fi de natura unei tensiuni. Făcînd notațiile

$$\frac{r}{L} = \sigma_L ; \frac{1}{RC} = \sigma_C ; \frac{\sigma_L + \sigma_C}{2} = \sigma ; \frac{1}{LC} = \omega_0^2$$

unde

$u(t)$ este răspunsul în tensiune la impulsul-unitate de curent;
$U(p)$ – transformata Laplace a tensiunii $u(t)$;
$I(p)$ – transformata Laplace a curentului $i(t)$; se poate scrie admitanța de regim general:

$$Y(p) = \frac{1}{Z(p)} = \frac{1}{r + pL} + pC + \frac{1}{R} \tag{1}$$

Rezultă impedanța

$$Z(p) = \frac{1}{C}\left[\frac{p + \sigma}{(p+\sigma)^2 + \omega_0^2 - \frac{1}{4}(\sigma_L - \sigma_C)^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{\frac{\sigma_L - \sigma_C}{2}}{(p+\sigma)^2 + \omega_0^2 - \frac{1}{4}(\sigma_L - \sigma_C)^2}\right] \tag{2}$$

sau notînd

$$\omega_0^2 - \frac{1}{4}(\sigma_L - \sigma_C)^2 = \omega_1^2$$

adică

$$\omega_0^2 = \omega_1^2 + \frac{1}{4}(\sigma_L - \sigma_C)^2 \tag{2'}$$

impedanța de regim general

$$Z(p) = \frac{1}{C}\left[\frac{p + \sigma}{(p+\sigma)^2 + \omega_1^2} + \frac{\sigma_L - \sigma_C}{2\omega_1} \cdot \frac{\omega_1}{(p+\sigma)^2 + \omega_1^2}\right] \tag{3}$$

Transformata Laplace inversă a acestei impedanțe este răspunsul în timp al circuitului la impulsul-unitate

$$u(t) = L^{-1}\{Z(p)\} = \frac{1}{C} e^{-\sigma \cdot t}\left(\cos \omega_1 t + \frac{\sigma_L - \sigma_C}{2\omega_1} \sin \omega_1 t\right) \tag{4}$$

Se vede că acest răspuns este de forma unei oscilaţii sinusoidal-amortizată, cu coeficientul de amortizare $\sigma$ şi pseudofrecvenţa $\omega_1$ (fig. 2).

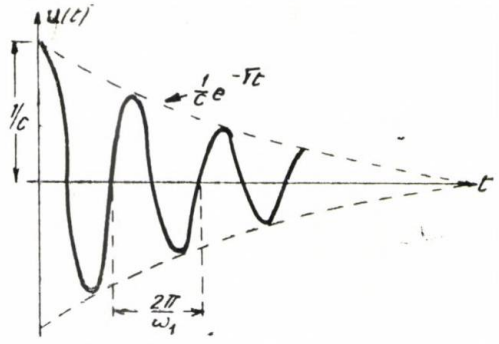



Fig. 2. *Răspunsul la impulsul-unitate al circuitului oscilant din figura 1a*

Pentru un circuit oscilant degenerat, format numai dintr-o capacitate $C$ în paralel cu rezistenţa de pierderi $R$ (fig. 1, *b*), impedanţa de regim general va fi

$$Z(p) = \frac{R}{1 + p\,CR} = \frac{1}{C}\,\frac{1}{p + \dfrac{1}{CR}},$$

din care, punînd $\dfrac{1}{CR} = \sigma$, se obţine răspunsul tranzitoriu

$$u(t) = L^{-1}\{Z(p)\} = \frac{1}{C}\,e^{-\sigma t} \tag{5}$$

Se vede că în cazul ideal, nedisipativ ($\sigma_L = \sigma_C = 0$), răspunsul (4) al circuitului oscilant normal devine

$$u(t) = \frac{1}{C}\cos\,\omega_0 t$$

iar răspunsul (5) al condensatorului ideal devine

$$u(t) = \frac{1}{C} = \text{const}$$

Forma generală a răspunsului tranzitoriu (oscilaţia liberă a unui circuit oscilant elementar) este deci

$$u(t) = e^{-\sigma t}(a\cos\,\omega_1 t + b\sin\,\omega_1 t) \tag{6}$$

unde

$$a = \frac{1}{C} \quad \text{şi} \quad b = \frac{\sigma_L - \sigma_C}{2\,\omega_1 C} \tag{7}$$

Se vede că $b$ poate fi pozitiv sau negativ, după cum $\sigma_L > \sigma_C$ sau $\sigma_L < \sigma_C$.

Cu formulele de mai sus se poate determina circuitul al cărui răspuns tranzitoriu să fie (6), adică se poate face sinteza în timp pentru această formă de undă (6). Problema se poate rezolva, deoarece în (6) sînt date 4 mărimi ($\sigma$, $a$, $b$ şi $\omega_1$), şi schema din figura 1, *a* are tot patru necunoscute ($L$, $r$, $C$, $R$). Pentru ca soluţia să fie realizabilă cu elemente pasive, trebuie ca valorile necunoscutelor să fie toate reale şi pozitive, ceea ce se poate scrie

$$C > 0\,;\ \sigma_L \geqslant 0\,;\ \sigma_C \geqslant 0 \tag{8}$$

($L > 0$ rezultă din relaţia $\omega_0^2 = 1/LC$)

Aplicate la forma de undă (6), aceste condiţii se scriu, ţinînd seama de (7)

$$\begin{gathered} a > 0 \\ \sigma_L - \sigma_C = 2b\,\omega_1 C, \quad \sigma_L + \sigma_C = 2\,\sigma \geqslant 0 \\ \sigma_L = \sigma + \frac{b}{a}\,\omega_1 \geqslant 0, \quad \sigma_C = \sigma - \frac{b}{a}\,\omega_1 \geqslant 0 \end{gathered} \tag{9}$$

Avem două cazuri : $\sigma_L > \sigma_C$, deci $b > 0$ şi $\sigma_C > \sigma_L$, deci $b < 0$. Ambele cazuri se pot cuprinde într-unul, dacă luăm modulul lui $b$, astfel încît ultimele condiţii (9) devin

$$\sigma - \frac{|b|}{a}\,\omega_1 \geqslant 0 \quad \text{sau} \quad \frac{a}{|b|} \geqslant \frac{\omega_1}{\sigma} \tag{10}$$

Sinteza (calculul elementelor) se face uşor din (7) şi din relaţiile (2′)

$$\omega_0^2 = \omega_1^2 + \frac{1}{4}(\sigma_L - \sigma_C)^2 = \omega_1^2 + \frac{b^2}{a^2}\,\omega_1^2 = \omega_1^2\left(1 + \frac{b^2}{a^2}\right)$$

$$\frac{1}{LC} = \omega_1^2\left(1 + \frac{b^2}{a^2}\right),$$

obţinîndu-se

$$\begin{gathered} L = \frac{a}{\omega_1^2\left(1 + \dfrac{b^2}{a^2}\right)}\,;\ \sigma_L = \frac{r}{L} = \sigma + \frac{|b|}{a}\,\omega_1, \\ \sigma_C = \frac{1}{RC} = \sigma - \frac{|b|}{a}\,\omega_1 \end{gathered} \tag{11}$$

Aceleaşi rezultate se obţin dacă se porneşte de la dezvoltarea în fracţii parţiale a impedanţei generalizate [2].

$$Z(p) = \frac{k_1}{p - p_1} + \frac{k_1^*}{p - p_1^*}, \tag{12}$$

unde steluţa (*) arată valoarea imaginar-conjugată, iar reziduurile $k$ în polii $p_1$ sînt

$$\begin{gathered} k_1 = \alpha + j\,\beta \quad , \quad k_1^* = \alpha - j\beta, \\ \text{cu} \qquad p_1 = -\sigma_1 + j\omega_1 \quad \text{şi} \quad p_1^* = -\sigma - j\omega_1. \end{gathered} \tag{13}$$

Condiţia de realizabilitate cu elemente pasive este în acest caz [2]

$$\frac{\alpha}{|\beta|} \geqslant \frac{\omega_1}{\sigma} \tag{14}$$

Din transformata Laplace inversă a impedanţei (12) se vede că amplitudinile $a$ şi $b$ din (6) sînt respectiv $a = 2\,\alpha$ şi $b = 2\,\beta$, adică egale cu dublul părţii reale, respectiv imaginare a reziduului în polul considerat ($p_1$). Se obţine deci aceeaşi condiţie ca (10).

## 3. RĂSPUNSUL UNUI CUADRIPOL SIMETRIC LA IMPULSUL-UNITATE

Orice cuadripol simetric pasiv se poate realiza sub forma unei scheme în $X$ ca în figura 3.

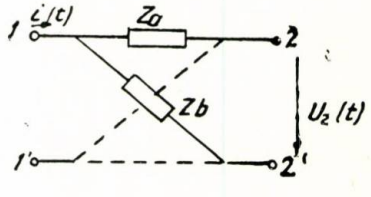



Fig. 3. *Schema unui cuadripol* în X *simetric*

Răspunsul acestui cuadripol în gol (tensiunea obținută la ieșire), cînd se aplică la intrare un impuls-unitate de curent, este dat de relația evidentă (fig. 3)

$$U_2(p) = \frac{I(p)}{2}[Z_b(p) - Z_a(p)] \qquad (15)$$

Cum transformata Laplace a impulsului — unitate este egală cu unitatea, adică $I(p) = 1$, avem

$$u_2(t) = L^{-1}\{U_2(p)\} = \frac{1}{2}[L^{-1}\{Z_b(p)\} - L^{-1}\{Z_a(p)\}]$$

În cazul general dipolul $Z_a$ sau $Z_b$ are schema canonică din figura 4.

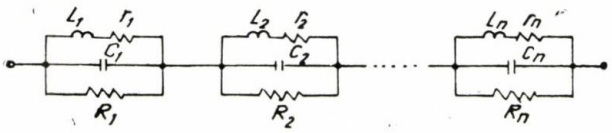



Fig. 4. *Schema canonică a unui dipol disipativ, compus din n circuite elementare*

Transformata Laplace inversă pentru un dipol $Z_a$ este

$$u_a(t) = L^{-1}\{Z_a(p)\} = \sum_1^n \frac{1}{C_k} e^{-\sigma_k t}\left(\cos \omega_k t + \frac{\sigma_{L_k} - \sigma_{C_k}}{2\,\omega_k} \sin \omega_k t\right) \qquad (16)$$

unde

$$\sigma_k = \frac{\sigma_{L_k} + \sigma_{C_k}}{2};\ \sigma_{L_k} = \frac{r_k}{L_k},\ \sigma_{C_k} = \frac{1}{R_k C_k} \quad \text{și} \quad \omega_k^2 = \frac{1}{L_k C_k}. \qquad (17)$$

Dacă se alege $\sigma_1 = \sigma_2 = \ldots = \sigma_n = \sigma$, rezultă

$$u_a(t) = e^{-\sigma t} \sum_1^n \frac{1}{C_{ka}}\left(\cos \omega_{ka}\, t + \frac{\sigma_{L_{ka}} - \sigma_{C_{ka}}}{2\,\omega_{ka}} \sin \omega_{ka}\, t\right),$$

$$u_b(t) = e^{-\sigma t} \sum_1^m \frac{1}{C_{kb}}\left(\cos \omega_{kb}\, t + \frac{\sigma_{L_{kb}} - \sigma_{C_{kb}}}{2\,\omega_{kb}} \sin \omega_{kb}\, t\right) \qquad (18)$$

Pentru mai multă generalitate se poate considera, în serie cu $Z_a$ sau cu $Z_b$, un dipol $R_0C_0$ (fig. 1,*b*), al cărui răspuns tranzitoriu este $a_0 e^{-\sigma t}$. Plasat în serie cu $Z_b$, răspunsul cuadripolului $X$ va avea un termen de forma $a_0 e^{-\sigma t}$, cu $a_0 = 1/C_0$, iar în serie cu $Z_a$ va avea un termen negativ $-a_0 e^{-\sigma t}$.

Răspunsul tranzitoriu al cuadripolului în $X$ astfel format cu pseudo-frecvențe armonice ($\omega_k = k\,\omega_1$), va avea forma

$$u_2(t) = e^{-\sigma t}(a_0 + a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos 2\,\omega_1 t + \ldots + a_n \cos n\,\omega_1 t + b_1 \sin \omega_1 t + b_2 \sin 2\,\omega_1 t + \ldots + b_n \sin n\,\omega_1 t \qquad (19)$$

Pentru realizabilitate cu elemente pasive, coeficienții $a$, $b$ trebuie să îndeplinească condiția (10), adică

$$\frac{|a_k|}{|b_k|} \geqslant \frac{k\,\omega_1}{\sigma} \qquad (20)$$

Expresia din paranteza membrului doi al ecuației (19, poate reprezenta, cu aproximație, orice formă de undă periodică dorită, prin alegerea corespunzătoare a valorilor $a$, $b$, $\omega$, $n$. Factorul $e^{-\sigma t}$, cu un $\sigma$ corespunzător, amortizează oscilația periodică astfel, încît după o perioadă $T$ oscilațiile în continuare sînt neglijabile. Problema care se pune este deci următoarea: dîndu-se o funcție $f(t)$, definită în intervalul $0-T$ grafic sau analitic, să se aproximeze aceasta printr-o funcție $h(t)$ de forma:

$$h(t) = e^{-\sigma t}(a_0 + a_1 \cos \omega_1 t + b_1 \sin \omega_1 t + a_2 \cos 2\,\omega_1 t + b_2 \sin 2\,\omega_1 t + \ldots)$$

Condiția (20) se poate realiza fie alegînd pe $\sigma$ și $\omega_1$ corespunzători, fie prin metoda ce se va arăta mai jos. Avînd în vedere că fiecare circuit oscilant din schema canonică (fig. 4) are o impedanță de regim general [2] de forma

$$Z_k(p) = \frac{a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0}$$

condiția de realizabilitate (14) se poate verifica și cu ajutorul expresiei $Z_k(p)$, cunoscînd că

$$\alpha = a_1/2 \text{ și } \beta = \frac{1}{\omega_1}\left(\frac{a_1 b_1}{4} - \frac{a_0}{2}\right)$$

## 4. APROXIMAREA UNUI RĂSPUNS TRANZITORIU PRINTR-O FUNCȚIE PERIODICĂ AMORTIZATĂ

Presupunînd că răspunsul dorit $f(t)$ are o formă ca în figura 5, funcția $h(t)$ care aproximează această formă de undă poate fi condiționată în două feluri:

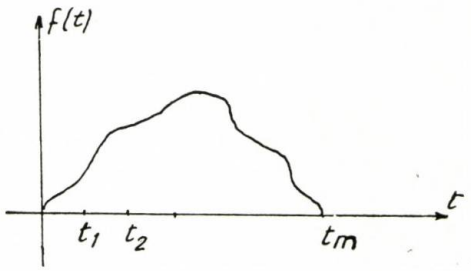



Fig. 5. *Exemplu de răspuns al unui circuit la impulsul-unitate*

*a*) să treacă obligatoriu prin valorile $f(t_1)$, $f(t_2)$,... $f(t_m)$, în momentele de sondaj $t_1$, $t_2$, ... $t_m$;

*b*) să aproximeze după criteriul erorii pătratice minime valorile răspunsului dorit, în momentele de sondaj $t_1$, $t_2$... $t_m$. Pentru simplificarea calculului se vor considera momentele echidistante $t_1 = t_1$, $t_2 = 2t_1$, $t_3 = 3t_1$... etc.

### *a*) Aproximarea prin asigurarea unor valori de sondaj

Funcția de aproximare $h(t)$trebuie să aibă valorile $f(t_k)$ ale funcției dorite, în momentele echidistante $t_k$, iar dincolo de perioada $T = kt_1$ amplitudinea undei amortizate (primul „ecou") să fie de $q$ ori mai mică. Deci se va scrie $e^{\sigma T} = q$ sau $\sigma = \ln q/T$. Dacă perioada $T$ depășește durata răspunsului dorit $t_m$ și dacă interesează ca valoarea răspunsului să fie mică în afara intervalului $0$-$t_m$, este indicat să se pună condiția de anulare a funcției $h(t)$ în momentele echidistante $t_{m+1}$,... $t_{m+p}$, din afara duratei răspunsului. Se vor scrie în acest caz un număr de $(m + p)$ ecuații de tipul $f(t_k) = h(t_k)$, unde $k = 1, 2, \ldots (m + p)$.

Pentru ca sistemul de ecuații care rezultă astfel, (avînd ca necunoscute coeficienții $a_0$, $a_1 \ldots a_n$, $b_1, \ldots b_n$) să fie rezolvabil, sînt necesare următoarele relații între numărul $n$ al coeficienților și numărul $(m + p)$ al sondajelor:

$$n = \frac{m + p - 1}{2} \text{ pentru } (m + p) \text{ impar;}$$

și

$$n = \frac{m + p}{2} \text{ pentru } (m + p) \text{ par.}$$

În ultimul caz se poate lua $b_n = 0$, deoarece $\sin \frac{2k\pi i}{m}$ pentru $k = m/2$ este zero.

Cu perioada $T$ împărțită în $m$ intervale egale (sondaje echidistante), din rezolvarea sistemului de ecuații $f(t_k) = h(t_k)$, cu $k = 1,2,\ldots m$, se obțin formulele de calcul pentru coeficienții $a_0$, $a_k$, $b_k$ (anexa I) asemănătoare formulelor de aproximare Bessel pentru funcții periodice :

$$a_0 = \frac{\sum_{i=1}^{m} f(t_i)\, e^{\sigma t_i}}{m}; \quad a_k = \frac{2 \sum_{i=1}^{m} f(t_i)\, e^{\sigma t_i} \cos -\frac{2k\pi i}{m}}{m} \tag{21}$$

$$a_{\frac{m}{2}} = \sum_{i=1}^{m} f(t_i)\, e^{\sigma t_i} \cos \frac{2k\pi i}{m}; \quad b_k = \frac{2 \sum_{i=1}^{m} f(t_i)\, e^{\sigma t_i} \sin -\frac{2k\pi i}{m}}{m};$$

$$b_{\frac{m}{2}} = 0 \text{ sau orice altă valoare}$$

*b)* **Metoda de aproximare optimă a unor valori de sonda**

Răspunsul dorit $f(t)$ este dat tot prin valorile $f(t_k)$, în momentele echidistante $t_k = kt_1$. Pseudoperioada $T$ se împarte în $m$ intervale egale, corespunzătoare momentelor de sondare. Se caută o funcție $h(t)$ de forma (19), de ordin $n$ (numărul maxim de termeni $2n + 1$), care să aproximeze optim răspunsul dorit $f(t)$. Aproximarea este cu atît mai bună, cu cît numărul $m$ al sondajelor este mai mare. Complexitatea circuitului sintetizat este cu atît mai mare cu cît numărul $n$ al frecvențelor armonice ($k\,\omega_1$) este mai mare. Dacă se ia $m = 2n + 1$, se poate impune ca funcția $h(t)$ să treacă exact prin punctele de abscise $kt_1$ ale funcției $f(t)$ și avem cazul *a*. Dacă se ia $m > 2n + 1$, funcția $h(t)$ se va apropia de punctele $f(t_k)$ mai mult sau mai puțin. Criteriul de aproximare optimă ales este obținerea unei abateri pătratice ponderate minime, cu factorul de pondere $e^{2\sigma t}$. Coeficienții $a_0$, $a_k$, $b_k$ ai funcției $h(t)$ care aproximează în acest sens pe $f(t)$ sînt dați tot de formulele (21) (Anexa II). Factorul de pondere $e^{2\sigma t}$ duce la o îmbunătățire a aproximației cu $t$, deci către sfîrșitul răspunsului dorit și după terminarea lui (unde trebuie ca valoarea lui $h(t)$ să fie neglijabilă).

Aproximarea funcției $f(t)$ este cu atît mai bună, cu cît numărul $n$ de frecvențe armonice $k\omega_1$ este mai mare și cu cît numărul de sondaje $m > 2n + 1$ este mai mare. Practic se constată [1] că este suficient să se ia $m = 4n$.

## 5. SINTEZA CUADRIPOLULUI DE RĂSPUNS TRANZITORIU DORIT, CÎND CONDIȚIA (20) NU ESTE ÎNDEPLINITĂ

După ce s-a determinat, așa cum s-a arătat mai sus, funcția $h(t) = e^{-\sigma t}(a_0 + a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos 2\omega_1 t + \ldots + b_1 \sin \omega_1 t + b_2 \cos 2\omega_1 t + \ldots)$ care aproximează răspunsul dorit $f(t)$, dat sub formă grafică, analitică sau prin valori sondate, se poate trece la proiectarea structurii circuitului în $X$ simetric (fig. 3).

Răspunsul la ieșire în gol, pentru un impuls-unitate de curent aplicat la intrare, este

$$u_2(t) = e^{-\sigma t}\left[\sum_k \frac{1}{2C_{kb}}\left(\cos k\omega_b t + \frac{\sigma_{L_{kb}} - \sigma_{C_{kb}}}{2k\omega_b} \sin k\omega_b t\right) - \right.$$

$$\left. - \sum_k \frac{1}{2C_{ka}}\left(\cos k\,\omega_a t + \frac{\sigma_{L_{ka}} - \sigma_{C_{ka}}}{2k\omega_a} \sin k\omega_a t\right)\right],$$

unde indicele $ka$ ($k = 1,2,\ldots n$) se referă la dipolul $Z_a$ (brațele longitudinale în $X$), iar indicele $kb$ la dipolul $Z_a$ (brațele încrucișate).

Pentru a cuprinde ambele cazuri $b_k = \pm |b_k|$, se scrie în general

$$u_2(t) = e^{-\sigma t}\left[a_0 \pm \sum_{k=1}^{n} (|a_k| \cos k\,\omega_1 t \pm b_k \sin k\,\omega_1 t)\right] \tag{22}$$

Primul termen, $a_0\, e^{-\sigma t}$, este obținut cu un dipol $R_0 C_0$ plasat în brațele $Z_b$, dacă $a_0$ este pozitiv sau în brațele $Z_a$, dacă $a_0$ este negativ. Elementele dipolului se calculează cu relațiile :

$$\frac{1}{2C_0} = a_0 \quad , \quad \sigma = \frac{1}{R_0 C_0}$$

deci

$$C_0 = \frac{1}{2a_0} \quad \text{și} \quad R_0 = \frac{2a_0}{\sigma} \tag{23}$$

Termenii din sumă, adică $e^{-\sigma t}(|a_k| \cos k\,\omega_1 t \pm b_k \sin k\,\omega_1 t)$, se realizează sub forma unui dipol oscilant disipativ (fig. 1, *a*) plasat în brațele $Z_b$ dacă înaintea sumei este semnul +, sau în brațele $Z_a$, dacă este semnul −.

Dipolul va fi realizabil cu elemente pasive, numai dacă este îndeplinită condiția (20), adică

$$\left|\frac{b_k}{a_k}\right| < \frac{\sigma}{k\omega_1} \tag{20'}$$

În acest caz formulele de calcul pentru fiecare circuit oscilant elementar sînt

$$|a_k| = \frac{1}{2C_k}$$

de unde

$$C_k = \frac{1}{2|a_k|}$$

$$\sigma_L = \sigma + \frac{\pm b_k}{|a_k|} k\,\omega_1$$

$$\sigma_c = \sigma - \frac{\pm b_k}{a_k} k\,\omega_1$$

de unde

$$L_k = \frac{|a_k|}{k^2 \omega_1^2 \left(1 + \frac{b_k^2}{a_k^2}\right)} \tag{23'}$$

$$r_k = \sigma L_k L$$

$$R_k = 1/\sigma_{ck} C_k$$

Dacă însă condiția (20') nu este îndeplinită, se poate realiza răspunsul dorit înlocuind dipolul nerealizabil pasiv, prin doi dipoli realizabili, plasați unul în serie în $Z_a$, altul în serie în $Z_b$. Pentru aceasta se scrie

$$a_k \cos k\,\omega_1 t + b_k \sin k\,\omega_1 t = (a_k' \cos k\,\omega_1 t + b_k' \sin k\,\omega_1 t) -$$

$$- (a_k'' \cos k\,\omega_1 t - b_k'' \sin k\,\omega_1 t)$$

alegînd $a'$, $a''$, $b'$, $b''$ astfel ca să fie satisfăcute relațiile

$$a_k' - a_k'' = a_k$$

$$b_k' + b_k'' = b_k$$

$$\left|\frac{b_k'}{a_k'}\right| < \frac{\sigma}{k\,\omega_1}$$

$$\left|\frac{b_k''}{a_k''}\right| < \frac{\sigma}{k\,\omega_1}$$

Dipolul cu coeficienții $a'$ și $b'$ se va plasa în serie în $Z_b$, iar cel cu coeficienții $a''$ și $b''$, în serie în $Z_a$.

Acest artificiu — de înlocuire a unui dipol dintr-o pereche de braţe (de exemplu din $Z_a$) prin doi dipoli în ambele perechi (în $Z_a$ şi $Z_b$) — se poate utiliza şi pentru alte scopuri chiar dacă este îndeplinită condiţia (20′), de exemplu pentru a se obţine o schemă cu elemente mai economice (cu $Q$ mai mic).

## 6. EXEMPLE DE CALCUL

1. Se cere să se determine structura şi valorile elementelor $R$, $L$, $C$, ale unui cuadripol în $X$ simetric, al cărui răspuns în gol la un impuls-unitate să aproximeze forma unui semnal $f(t)$ triunghiular, ca în figura 6. Aproximarea constă în obţinerea unei curbe de răspuns care să treacă obligatoriu prin $m$ puncte ale semnalului triunghiular.

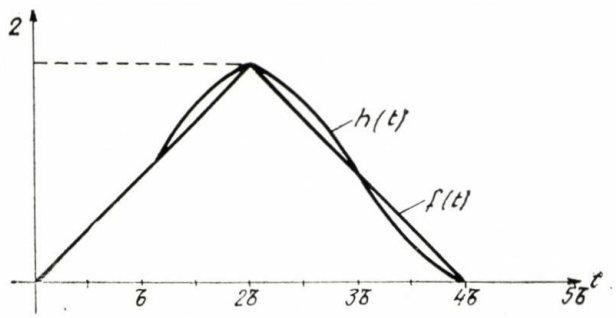



Fig. 6. *Răspuns în formă de triunghi isoscel*

Pentru aplicarea formulelor (21) la cazul din figura 6, luăm

$$q = 10,\ T = 5\ \tau,\ \sigma = \frac{\ln 10}{T} = \frac{2{,}3}{5\,\tau},\ m = 5$$

Rezultă pentru $k_{max}$ valoarea $(m\text{-}1)/2 = 2$, adică suma se va face pentru $k = 1$ şi 2.

Făcînd calculele se obţine :

$$a_0 = 2{,}117,\ a_1 = -2{,}72,\ a_2 = 0{,}599,\ b_1 = 0{,}8464,\ b_2 = -0{,}0196$$

Condiţia $\frac{b_k}{a_k} < \frac{\sigma}{k\omega_1}$ este îndeplinită atît pentru $k = 1$, cît şi pentru $k = 2$, astfel că dipolii $Z_a$ şi $Z_b$ sînt realizabili cu număr minim de elemente (fig. 7). Pentru $\tau = 100\ \mu s$, cu formulele de calcul (23) şi (23′), se obţin valorile elementelor :

$C_0 = 23{,}7$ nF, $R_0 = 9{,}2$ kΩ, $L_1 = 157$ m H, $r_1 = 110\Omega$

$C_1 = 18{,}4$ nF, $R_1 = 64\ \Omega$, $L_2 = 9{,}45$ mH, $r_2 = 36{,}3\ \Omega$

$C_2 = 83{,}5$ nF, $R_2 = 2{,}24$ k,

Pentru a obţine valori uşor realizabile s-a înmulţit funcţia $h(t)$ cu $10^7$. Trebuie remarcat că o dată obţinute aceste valori, ele se pot modifica uşor în sensul obţinerii unor valori practice — schimbînd numai amplitudinea răspunsului, nu şi forma lui, — prin înmulţirea cu un număr convenabil a mărimilor $r$, $L$, $R$ şi împărţirea cu acelaşi număr a mărimii $C$.)

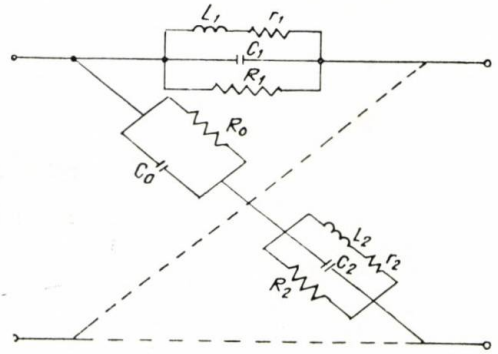



Fig. 7. *Schema cuadripolului al cărui răspuns aproximează forma din figura 6*

Răspunsul $h(t)$ al reţelei din figura 7 la un impuls- unitate este arătat în figura 6.

2. Se cere să se determine structura şi valorile elementelor cuadripolului $X$ pentru un răspuns tranzitoriu în forma de semnal dreptunghiular (fig. 8) folosind criteriul de aproximare $a$ — de trecere prin puncte obligatorii — şi $b$ — minimul erorii pătratice medii ponderate.

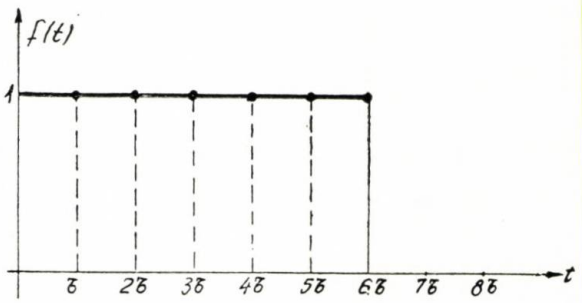



Fig. 8. *Răspuns dreptunghiular*

Pentru semnalul din figura 8 s-a luat

$$q = 20\ ;\ m = 8\ ;\ k_{max} = m/2 = 4\ ;\ b_4 = 0\ ;$$

$$e^{8\sigma\tau} = 20\ ;\ \sigma\tau = \frac{\ln 20}{8} = 0{,}375.$$

Rezultatele calculelor se pot concentra în următoarea tabelă :

| Metodă | $a_0$ | $a_1$ | $b_1$ | $a_2$ | $b_2$ | $a_3$ | $b_3$ | $a_4$ | $b_4$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $(a)_{m=8}$ | 2,921 | −2,305 | − 1 | −0,346 | 1,221 | 0,57 | 0,309 | 0,08 | 0 |
| $(b)_{m=16}$ | 2,933 | −2,473 | −0,939 | −0,336 | 1,7399 | 0,922 | 0,265 | 0,08 | −0,521 |

Întrucît condiţia (20) de realizabilitate fizică cu număr minim de elemente nu e îndeplinită pentru toate valorile lui $k$, se va utiliza pentru calculul elementelor metoda arătată la punctul 5.

## CONCLUZII

Din aplicarea metodei expusă mai sus, la proiectarea unei reţele cu răspuns tranzitoriu în formă de triunghiu (fig. 6) şi cu răspuns în formă de dreptunghiu (fig. 8), se confirmă caracteristicile metodei şi anume : *a*) calculele necesare sînt elementare şi limitate la strictul necesar ; *b*) răspunsul ce se obţine cu reţeaua astfel proiectată se poate verifica uşor, analitic sau grafic ; *c*) acest răspuns în exemplele calculate, aproximează bine curba răspunsului dorit şi în regiunile dintre punctele de sondaj ; *d*) precizia se poate mări prin mărirea numărului de momente de sondaj ; *e*) se poate interveni uşor în desfăşurarea calculelor pentru obţinerea unei reţele realizabile cu elemente pasive sau cu elemente $L$, $C$ mai ieftine.

Aplicaţiile metodei în telecomunicaţii, în electronică şi în dispozitive de automatizare, pot servi la : *a*) proiectarea circuitelor de formare a impulsurilor ; *b*) proiectarea circuitelor cu o anumită formă de răspuns, pentru o anumită formă de excitaţie. În cazul *b* trebuie utilizată corelaţia între acest răspuns şi răspunsul la impulsul-unitate [3].

În concluzie, metoda expusă rezolvă problema generală a sintezei în timp, cu scheme canonice disipative ($L$, $r$, $C$, $R$), permiţînd controlul realizabilităţii, şi dă posibilitatea de a face orice reţea realizabilă, cu preţul măririi numărului de elemente.

### *Anexa I*

Fiind dată o funcţie de timp $f(t)$, finită şi diferită de zero numai în intervalul $t = 0 \dots T$, se cere să fie aproximată printr-o funcţie $h(t)$, care să aibă aceleaşi valori într-un număr finit de momente de sondaj $t_i$. Funcţia $h(t)$ trebuie să fie de forma

$$h(t) = e^{-\sigma t} (a_0 + a_1 \cos \omega_1 t + b_1 \sin \omega_1 t +$$

$$+ a_2 \cos 2\omega_1 t + b_2 \sin 2\omega_1 t + \dots)$$

Luînd $\omega_1 = 2\pi/T$, se pot scrie $m$ ecuaţii de tipul

$$h(t_i) = e^{-\sigma t_i} \left( a_0 + \sum_k a_k \cos \frac{2k\pi}{m} i + \sum_k b_k \sin \frac{2k\pi}{m} i \right)$$

Numărul maxim de necunoscute poate fi $m$, astfel că

$$k = 1,2,\dots \frac{m-1}{2} \text{ pentru } m \text{ impar ;}$$

$$k = 1,2,\dots \frac{m}{2} \text{ pentru } m \text{ par.}$$

Cele $m$ ecuaţii pentru aproximarea lui $f(t)$ vor fi de tipul

$$a_0 + \sum_k a_k \cos \frac{2k\pi}{m} i + \sum_k b_k \sin \frac{2k\pi}{m} i = e^{-\sigma t_i} f(t_i).$$

Pentru a găsi pe $a_0$ se face suma celor $m$ ecuaţii :

$$m a_0 + \sum_{i=1}^{m} \sum_k a_k \cos \frac{2k\pi}{m} i +$$

$$+ \sum_{i=1}^{m} \sum_k b_k \sin \frac{2k\pi}{m} i = \sum_{i=1}^{m} e^{\sigma t_i} f(t_i)$$

Dar, cele două sume duble din membrul I sînt egale cu zero pentru $k < m$, astfel că rămîne

$$a_0 = \frac{\sum_{i=1}^{m} e^{\sigma t_i} f(t_i)}{m} \qquad (1\,A)$$

Pentru a determina coeficienţii $a_n$ se înmulţeşte fiecare ecuaţie cu $\cos \frac{2n\pi}{m} i$ şi se adună ecuaţiile astfel amplificate. Se constată că pentru $n < m$ se obţine

$$\sum_{i=1}^{m} \cos \frac{2n\pi}{m} i = \sum_{k \neq n} a_k \sum_{i=1}^{m} \cos \frac{2k\pi}{m} i \cos \frac{2n\pi}{m} i =$$

$$= \sum_k b_k \sum_{i=1}^{m} \sin \frac{2k\pi}{m} i \cos \frac{2n\pi}{m} i = 0$$

iar

$$\sum_{i=1}^{m} \cos^2 \frac{2n\pi}{m} i = \frac{m}{2}, \text{ pentru } n < m/2.$$

Rezultă $a_k \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m} e^{\sigma t i} f(t_i) \cos \frac{2k\pi}{m} i, \qquad (2A)$

pentru toate valorile $k$, afară de $k = m/2$.

În mod analog se obţine

$$b_k = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m} e^{\sigma t_i} f(t_i) \sin \frac{2k\pi}{m} i, \qquad (3A)$$

iar pentru $k = m/2$

$$a_{\frac{m}{2}} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m} e^{\sigma t i} f(t_i) \cos \pi i. \qquad (4A)$$

Coeficientul $b_{m/2}$ poate avea orice valoare (inclusiv zero), întrucît $\sin (2k\pi i)/m$, pentru $k = m/2$, devine $\sin \pi i = 0$, indiferent de valoarea lui $i$.

### *Anexa II*

Dacă $m > 2k_{max} + 1$, se poate aproxima funcţia $f(t_k)$, după criteriul abaterii pătratice ponderate minime, cu factorul de pondere $e^{2\sigma t}$.

Eroarea pătratică ponderată medie este

$$\varepsilon_p = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m} [h(t_i) - f(t_i)]^2 e^{2\sigma t_i} \qquad (5A)$$

Eroarea este minimă pentru anumite valori ale coeficienţilor $a_n$, $b_n$, valori ce rezultă din sistemul de ecuaţii :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial \varepsilon_p}{\partial a_k} = 0 & k = 0,\ 1,\ 2,\ \ldots\ m/2 \\ \dfrac{\partial \varepsilon_p}{\partial b_k} = 0 & k = 1,2,\ldots m/2 \end{cases}$$

$$\frac{\partial \varepsilon_p}{\partial a_0} = \frac{2}{m}\left( m a_0 + \sum_{i=1}^{m} \sum_{k} a_k \cos \frac{2k\pi}{m} i + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{m} \sum_{k} b_k \sin \frac{2k\pi}{m} i - \sum_{i=1}^{m} f(t_i)\ e^{\sigma t_i} \right) = 0$$

Prin rezolvarea acestei ecuaţii se obţine

$$a_0 = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m} f(t_i).\ e^{\sigma t_i} \qquad (1'A)$$

Pentru determinarea lui $a_k$ se scrie

$$m \frac{\partial \varepsilon_p}{\partial a_n} = 2a_0 \sum_{i=1}^{m} \cos \frac{2\pi n}{m} i +$$

$$+ 2 \sum_{i=1}^{m} \sum_{k} a_k \cos \frac{2k\pi}{m} i \cdot \cos \frac{2n\pi}{m} i +$$

$$+ 2 \sum_{i=1}^{m} \sum_{k} b_k \sin \frac{2k\pi}{m} i \cos \frac{2n\pi}{m} i -$$

$$- 2 \sum_{i=1}^{m} f(t_i).\ e^{\sigma t_i} \cos \frac{2n\pi}{m} i = 0$$

Rezolvînd ecuaţia în $a_n$ şi înlocuind indicele $n$ cu $k$, se obţine

$$a_k = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m} f(t_i)\ e^{\sigma t_i} \cos \frac{2k\pi}{m} i \qquad (2'A)$$

pentru $k < m/2$.

În mod analog se obţine

$$b_k = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m} f(t_i)\ e^{\sigma t_i} \sin \frac{2k\pi}{m} i \qquad (3'A)$$

Pentru $k = m/2$ (cazul studiat în anexa I)

$$a_{m/2} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m} f(t_i).\ e^{\sigma t_i} \cos \pi i \qquad (4'A)$$

Se observă că formulele de calcul a coeficienţilor funcţiei care aproximează după criteriul erorii patratice medii ponderate sînt aceleaşi ca şi pentru coeficienţii funcţiei care trebuie să treacă prin anumite puncte.

## BIBLIOGRAFIE


[1] VASILIU, CRISTOFOR, *Sinteza reţelelor în domeniul timp folosind transformata z*, Dizertaţie IPB, Bucureşti 1963.

[2] TRUXAL, J. G., *Automatic feedback control synthesis*, p. 338—365, Mc Graw-Hill, New York, 1955.

[3] GARNOVSCHI, N. N., *Teoreticeskie osnovi elektroprovodnoi sviazi*, p. 172—178, 238—241, 549—590, Sviazizdat, Moskva, 1956.

[4] GUILLEMIN, E. A., *Synthesis of passive networks*, p. 330—337, 659—726, John Wiley and Sons, New York, 1957.

[5] STORER, J. E., *Passive network synthesis*, p. 303—315, Mc Graw-Hill, New York, 1957.

[6] GONOROVSCHI, I. S., *Radiotehniceskoe ţepi i signali* p. 632—640, Sovetskoe radio, Moskva, 1963.

[7] KADEN, H., *Leichtungsspektren von Daten mit verschiedenen Impulsformen*, N.T.Z., 16, nr. 4 aprilie 1963, p. 215—221.

[8] PFEIFFER, TH., *Filter zur Unformung von Rechtekimpulsen in Gaussimpulse*, Frequenz, 17, nr. 3. martie 1963, p. 81—88.

Conf. Ing. GHEORGHE RULEA

# Metode teoretice și experimentale pentru studiul discontinuităților în ghiduri

Prezența discontinuităților în ghiduri este frecventă în toate instalațiile care folosesc acest tip de linie de transmisiune pentru microunde.

Determinarea principalilor parametri electrici ce caracterizează o discontinuitate se poate realiza, în principiu, pe două căi. Prima pornește de la ecuațiile lui Maxwell și, ținînd seama de condițiile la limită, deduce (dacă nu este prea dificil) parametrii electrici doriți.

A doua consideră discontinuitatea ca un cuadripol și îi determină experimental impedanțele ce o caracterizează prin măsurători.

Prima cale este dificilă și nu poate fi aplicată în toate cazurile.

Cea de a doua este generală și îmbină considerentele teoretice cu determinările experimentale și cu interpretarea lor. Ea are totodată avantajul de a permite înglobarea studiului discontinuităților în ghiduri în teoria circuitelor electrice liniare cu constante concentrate, cu ale cărei noțiuni lucrează curent inginerii de telecomunicații și în general, inginerii electrotehnicieni.

## 1. TENSIUNILE ȘI CURENȚII NORMAȚI

În cazul discontinuităților în ghiduri, condițiile la limită sînt îndeplinite datorită prezenței modurilor superioare care se află sub frecvența critică și deci se atenuează cu distanța, fără să se propage.

Energia modurilor superioare ale cîmpului electromagnetic, înmagazinată în cîmpul electric sau magnetic, conduce la reprezentarea discontinuității cu ajutorul circuitelor echivalente cu constante concentrate ce cuprind reactanțe pure (pierderile sînt în general neglijabile).

Pentru a reprezenta o discontinuitate printr-un cuadripol echivalent este necesar să se considere plane de referință [3] la distanțe destul de mari de discontinuitate, acolo unde prezența modurilor superioare este practic neglijabilă și unde deci există numai modul fundamental de lucru.

În planele de referință se consideră tensiunile și curenții normați (coeficienți).

În secțiunea unui ghid, tensiunea, ca și densitatea de curent, sînt funcții de punct.

Trecerea la circuite echivalente cu constante concentrate impune caracterizarea fiecărui plan de referință printr-o tensiune unică și un curent unic, care să exprime global efectul tensiunii și curentului funcții de punct, adică să conducă la aceeași putere și aceeași impedanță de undă ca și în cazul real. Acesta este rolul tensiunii și curentului normat.

Pentru a deduce tensiunile și curenții normați, se face apel la relațiile de determinare a puterii și impedanței de undă.

Puterea se exprimă prin :

$$\int_{\Sigma} \overline{E} \times \overline{H}^{*} \cdot \overline{ds} = \int_{\Sigma} (E_2 H_3^{*} - E_3 H_2^{*}) \cdot ds. \tag{1}$$

Fiecare componentă a cîmpului din secțiunea transversală poate fi pusă sub forma (direcția de propagare fiind notată cu indicele 1)

$$\begin{aligned} E_2 &= U F_2 (u_2, u_3) \\ E_3 &= U F_3 (u_2, u_3) \\ H_2 &= I i G_2 (u_2, u_3) \\ H_3 &= I G_3 (u_2, u_3) \end{aligned} \tag{2}$$

unde $F$ și $G$ sînt funcțiile de distribuție ale componentelor transversale ale cîmpului, iar $U$ și $I$ coeficienții tensiune și curent normați.

În cazul undei $H_{10}$ în ghid dreptunghiular $F_2 = 0$ și $F_3 = A \sin \frac{\pi}{a} x$, unde $A$ este o constantă de proporționalitate, iar $a$ este baza secțiunii ghidului.

Funcțiile de distribuție îndeplinesc condiția de ortogonalitate

$$\int_{\Sigma} (F_2 G_3 - F_3 G_2) \cdot ds = - C_1 \tag{3}$$

unde $C_1$ este o constantă,
adică :

$$\int_{\Sigma} \overline{E} \times \overline{H}^{*} \cdot \overline{ds} = - C_1 U I^{*} \tag{4}$$

Întrucît

$$\int_{\Sigma} \overline{E} \times \overline{H}^{*} \cdot \overline{ds} = - j \omega \int_{\Omega} \mu \overline{H}^{*} \overline{H} \cdot dv +$$

$$+ j\omega \int_{\Omega} \varepsilon \overline{E}^{*} \cdot \overline{E} \cdot dv - \int_{\Omega} \sigma \overline{E}^{*} \cdot \overline{E} \cdot dv \tag{5,a}$$

rezultă

$$C_1 U I^{*} = 4 j \omega (W_H - W_E) + 2 P \tag{5,b}$$

Impedanța de undă se definește ca

$$\frac{E_2}{H_3} = \frac{U F_2}{I G_3} = Z_u \tag{6}$$

Raportul funcțiilor de distribuție este o constantă (nu depinde de punct).

Deci, a doua relație de determinare a tensiunilor și curenților este dată de

$$C_2 \frac{U}{I} = Z_u \tag{7}$$

unda $C_2$ este o constantă oarecare.

Dacă se cunoaște puterea și impedanța de undă, se pot deduce tensiunile și curenții normați, dînd anumite valori arbitrare constantelor $C_1$ și $C_2$ (de exemplu $C_1 = C_2 = 1$).

## 2. MATRICEA REPARTIȚIE

Deoarece ghidurile cu discontinuități sînt elemente liniare, se pot stabili relații liniare între tensiunile și curenții normați din planele de referință de la intrarea și ieșirea discontinuității studiate.

Se utilizează undele directe și reflectate de tensiune și curent, care permit interpretarea și măsurarea parametrilor electrici cu metode simple.

Dacă se normează impedanțele în raport cu impedanța caracteristică se poate scrie

$$\begin{aligned} U &= a + b \\ I &= a - b \end{aligned} \tag{8}$$

unde $a$ și $b$ reprezintă, respectiv, unda directă și indirectă.

Relația (8) este valabilă în fiecare plan de referință.

Din relația (8) se deduce

$$\begin{aligned} a &= \frac{1}{2} (U + I) \\ b &= \frac{1}{2} (U - I) \end{aligned} \tag{9}$$

Dacă se ține seama că unda totală reflectată la intrare este rezultatul suprapunerii undei reflectate în secțiunea proprie și a undei transmise de la ieșire și că fenomenul are loc analog în secțiunea de la ieșire, se poate scrie

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \tag{10, a}$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \tag{10, b}$$

unde *1* şi *2* corespund respectiv planelor de referinţă *1* şi *2* alese. Sub formă matricială relaţiile (10) se scriu

$$\|b\| = \|S\| \cdot \|a\|$$

Relaţiile (9) — generalizate pentru mai multe plane de referinţă — permit, prin înlocuirea curentului normat $I$ din ecuaţia (10, b) cu valoarea dedusă din ecuaţia (10 a), să se stabilească relaţia matricială :

$$\|S\| = (\|Z\| - \|I\|)(\|Z\| + \|I\|)^{-1} \qquad (11)$$

unde $\|Z\|$ este matricea impedanţă, iar $\|I\|$ matricea unitate

$$\|I\| = \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\|.$$

Relaţia matricială inversă, permite să se stabilească elementele circuitului echivalent, dacă se cunosc coeficienţii matricei $S$.

$$\|Z\| = (\|I\| + \|S\|)(\|I\| - \|S\|)^{-1} \qquad (12)$$

Pentru un cuadripol echivalent unei porţiuni de ghid cu discontinuităţi, rezultă

$$Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}^2}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}^2} \qquad (13)$$

$$Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}^2}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2} \qquad (14)$$

$$Z_{12} = \frac{2\,S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2}. \qquad (15)$$

Coeficienţii $S_{11}$ şi $S_{22}$ reprezintă coeficienţii de reflexie, iar $S_{12} = S_{21}$ reprezintă coeficientul de transmisie.

Coeficienţii matricei repartiţie pot fi determinaţi experimental şi cu ajutorul lor se calculează circuitul echivalent pe baza relaţiilor (13)...(15).

Dacă în relaţia (5), a se introduc valorile tensiunilor şi curenţilor normaţi din (8), se obţine
(considerînd $C_1 = 1$)

$$(a^* - b^*)(a + b) = 4\,j\,\omega\,(W_H - W_E) + 2\,P \qquad (16)$$

Pentru sistemul fără pierderi P = 0, adică

$$a^* \cdot a - b^* \cdot b = 0 \qquad (17)$$

sau în notaţie matricială

$$\|\widetilde{a^*}\|\,(\|I\| - \|S\| \cdot \|S^*\|)\,\|a\| = 0 \qquad (18)$$

de unde rezultă proprietatea fundamentală a matricei repartiţie la structurile fără pierderi.

$$\|S^*\| \cdot \|S\| = \|I\| \qquad (19)$$

Matricea repartiţie a sistemelor fără pierderi este simetrică şi unitară.

Din relaţia (19) rezultă că

$$\sum_n |S_{Kn}|^2 = 1 \qquad (20)$$

şi

$$\sum_{K,\,n} S_{Kn}\, S^*_{K+1,\,n} = 0. \qquad (21)$$

Ecuaţia (20) exprimă principiul conservării energiei. În cazul joncţiunii cu două terminaţii, rezultă matricea repartiţie

$$\|S\| = \left\| \begin{matrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{matrix} \right\| \qquad (22)$$

unde $S_{11}$, $S_{22}$ şi $S_{12}$ sînt cantităţi complexe :

$$S_{11} = |S_{11}| e^{j\varphi_{11}}\,;\; S_{22} = |S_{22}|\, e^{j\varphi_{22}}\,;\; S_{12} = |S_{12}| e^{j\varphi_{12}}.$$

Aplicînd relaţiile (20) şi (21), rezultă

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 &= 1 \\ |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 &= 1 \end{aligned} \qquad (23)$$

sau

$$|S_{11}| = |S_{22}| \qquad (24)$$

iar

$$|S_{11}| \cdot |S_{12}| \cdot e^{j(\varphi_{11} - \varphi_{12})} + |S_{22}| \cdot |S_{12}|\, e^{j(\varphi_{12} - \varphi_{22})} = 0 \qquad (25)$$

şi, deci, ţinîndu-se seama de relaţia (24), se deduce

$$|S_{11}| \cdot |S_{21}|\,(e^{j(\varphi_{11} - \varphi_{12})} + e^{j(\varphi_{12} - \varphi_{22})}) = 0. \qquad (26)$$

Ecuaţia (26) poate fi satisfăcută în trei cazuri

a) $|S_{11}| = 0$; $|S_{12}| \neq 0$; $e^{j(\varphi_{11} - \varphi_{12})} + e^{j(\varphi_{12} - \varphi_{22})} \neq 0$

b) $|S_{11}| \neq 0$; $|S_{12}| = 0$; $e^{j(\varphi_{11} - \varphi_{12})} + e^{j(\varphi_{12} - \varphi_{22})} \neq 0$

c) $|S_{11}| \neq 0$; $|S_{12}| \neq 0$; $e^{j(\varphi_{11} - \varphi_{12})} + e^{j(\varphi_{12} - \varphi_{22})} = 0$.

## 3. CIRCUITE ECHIVALENTE

*Cazul a)*

Dacă $|S_{11}| = 0$ şi deci $|S_{12}| = 1$ şi $|S_{22}| = |S_{11}| = 0$ matricea repartiţie devine

$$\|S\| = \left\| \begin{matrix} 0 & e^{j\varphi_{12}} \\ e^{j\varphi_{12}} & 0 \end{matrix} \right\|.$$

Se aplică relaţiile (13)... (15) şi rezultă

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{1 + e^{2j\varphi_{12}}}{1 - e^{2j\varphi_{12}}} = j\ \text{ctg}\ \varphi_{12}$$

$$Z_{12} = \frac{2\,e^{j\varphi_{12}}}{1 - e^{2j\varphi_{12}}} = j\ \text{cosec}\ \varphi_{12}$$

de unde

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{12} = Z_2 = -j\ \text{tg}\ \frac{\varphi_{12}}{2}$$

iar

$$Z_{12} = Z_3 = j\ \text{ cosec}\ \varphi_{12}$$

Cuadripolul echivalent este dat în figura 1. Se observă că rezultă un cudripol simetric.

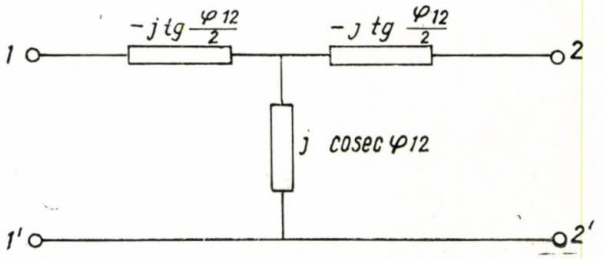



Fig. 1. *Cuadripolul echivalent uneia joncţiuni fără pierderi, cu două terminaţii adaptate.* $|S_{11}| = |S_{22}| = 0$; $|S_{12}| = 1$

Cazul corespunde unei joncţiuni adaptate echivalente cu un circuit cu constante concentrate.

*Cazul b)*

Deoarece $|S_{12}| = 0$, iar $|S_{11}| = |S_{22}| = 1$ matricea repartiţie devine

$$\|S\| = \left\| \begin{matrix} e^{j\varphi_{11}} & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_{22}} \end{matrix} \right\|$$

Utilizînd relaţiile (13)...(15) se obţine

$$Z_{11} = Z_1 = \frac{1 + e^{j\varphi_{11}}}{1 - e^{j\varphi_{11}}} = j\,\text{ctg}\,\frac{\varphi_{11}}{2}$$

$$Z_{22} = Z_2 = \frac{1 + e^{j\varphi_{22}}}{1 - e^{j\varphi_{22}}} = j\,\text{ctg}\,\frac{\varphi_{22}}{2}$$

iar

$$Z_{12} = Z_3 = 0$$

Aşadar, circuitul echivalent este cel arătat în figura 2.

Circuitul corespunde cazului cavităţii rezonante, cînd transmisia prin peretele transversal e nulă, iar reflexia este totală ($|S_{11}| = |S_{22}| = 1$).

Cuadripolul rezultă nesimetric dacă $\varphi_{11} \neq \varphi_{22}$.

Este de observat că, întrucît $S_{11}$ şi $S_{22}$ reprezintă coeficienţi de reflecţie, iar în cuadripol există scurtcircuit $Z_{12} = 0$, $\varphi_{11}$ şi $\varphi_{22}$ pot fi exprimaţi în mod simplu în funcţie de lungimea porţiunilor de ghid de la peretele de scurtcircuit.

*Cazul c)*

Cînd $|S_{11}| \cdot |S_{12}| \neq 0$, rezultă $|S_{11}| = |S_{22}| \neq 0$ și din aplicarea relațiilor (21) se obține

$$e^{j\varphi_I} + e^{j\varphi_{II}} = 0$$

$$e^{j\varphi_I} + e^{j\varphi_{II}} = 0$$

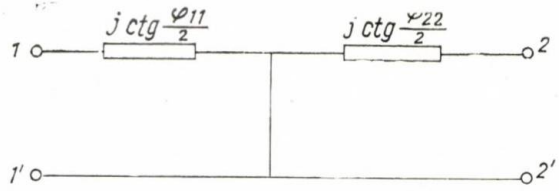



Fig. 2. *Cuadripolul echivalent unei joncțiuni fără pierderi, cu două terminații în cazul* $|S_{12}| = 0$; $|S_{11}| = |S_{22}| = 1$

sau

$$\cos \varphi_I = -\cos \varphi_{II}$$

unde

$$\varphi_I = \varphi_{11} - \varphi_{12}$$

$$\varphi_{II} = \varphi_{12} - \varphi_{22}$$

notînd

$$\varphi_m = \frac{\varphi_{11} + \varphi_{22}}{2} \text{ și } \varphi_\Delta = \frac{\varphi_{11} - \varphi_{22}}{2}$$

rezultă

$$\varphi_{12} = \varphi_m - \frac{\pi}{2}; \text{ sau } \varphi_\Delta = \frac{\pi}{2}.$$

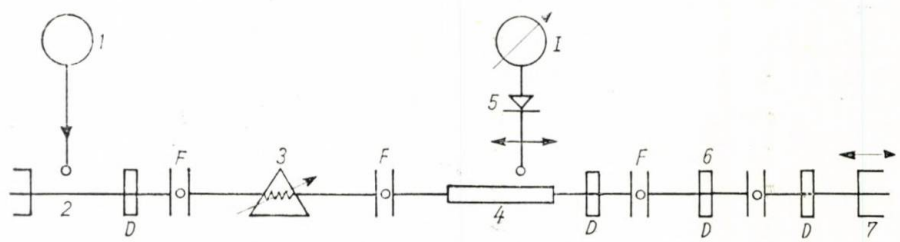



Fig. 3. *Schema unei linii de măsură utilizată pentru deducerea cuadripolului echivalent unei joncțiuni cu două terminații, prin metoda deplasării minimelor*

Matricea $S$ are, în cazul $c$, configurația

$$\|S\| = \begin{vmatrix} |S_{11}|\, e^{j\varphi_{11}} & -j\,|S_{12}|\, e^{j\varphi_m} \\ -j\,|S_{12}|\, e^{j\varphi_m} & |S_{11}|\, e^{j\varphi_{22}} \end{vmatrix}.$$

Utilizînd formulele (13)...(15) rezultă

$$Z_{11} = -j\frac{\sin \varphi_m - |S_{11}| \sin \varphi_\Delta}{\cos \varphi_m - |S_{11}| \cos \varphi_\Delta} \quad (27)$$

$$Z_{22} = -j\frac{\sin \varphi_m + |S_{11}| \sin \varphi_\Delta}{\cos \varphi_m - |S_{11}| \cos \varphi_\Delta} \quad (28)$$

$$Z_{12} = -j\frac{|S_{12}|}{\cos |\varphi_m| - |S_{11}| \cos \varphi_\Delta}. \quad (29)$$

Din relațiile (27)...(29) se deduc ușor relațiile corespunzătoare cazului *a* ($|S_{11}| = |S_{22}| = 0$ și $|S_{12}| = 1$) și cazului b $|S_{12}| = 0$ și $|S_{11}| = |S_{22}| = 1$)

Cuadripolul echivalent este nesimetric și devine simetric numai cînd $\varphi_{11} = \varphi_{22} = \varphi_0$, adică $\varphi_m = \varphi_0$ și $\varphi_\Delta = 0$.

În concluzie, relațiile (27)...(29) reprezintă formulele generale de calcul ale impedanțelor cuadripolului echivalent unei joncțiuni fără pierderi cu două terminații (cu două plane de referință).

## 4. METODE DE DETERMINARE A IMPEDANȚELOR CUADRIPOLULUI CU CONSTANTE CONCENTRATE ECHIVALENT UNEI DISCONTINUITĂȚI

Metodele de determinare a impedanțelor cuadripolului cu constante concentrate echivalent unei discontinuități se bazează pe aceleași date experimentale, rezultînd dintr-o singură serie de măsurători, aceeași pentru toate metodele.

Prima metodă, clasică, este cunoscută de la teoria cuadripolilor. Dacă se determină trei impedanțe de intrare la cele două perechi de borne, de exemplu $Z_{1g} = Z_{11}$, $Z_{1sc}$ și $Z_{2g} = Z_{22}$, adică impedanțele de gol ($Z_{1g}$ și $Z_{2g}$) și o impedanță de scurt ($Z_{1sc}$), rezultă impedanțele cuadripolului. Pentru a lucra în condiții simple ($Z_{2g}$ cere demontarea și remontarea ghidului cu discontinuitate) se utilizează următoarele impedanțe :

$Z_{11} = Z_{1g}$ care se determină pentru un scurtcircuit plasat la distanța normată $\frac{x}{\lambda_g} = 0{,}25$ de la planul de referință 2. În adevăr, dacă cuadripolul se termină pe o linie în $\frac{\lambda_g}{4}$.

De altfel, acesta este singurul mod în care se poate obține impedanța infinită în ghid, deoarece lăsarea liberă a unei terminații corespunde rezistenței de radiație, adică unei impedanțe mici.

Dacă se deplasează pistonul de scurtcircuit la $\frac{x}{\lambda_g} = 0{,}5$ de la planul de referință 2, la intrare se obține $Z_{1sc}$, iar o a treia determinare se face pentru $\frac{x}{\lambda_g} = 0{,}125$ $\left(x = \frac{\lambda_g}{8}\right)$ cînd impedanța liniei (sarcina cuadripolului) este $Z_2 = j$. în scurt, situația este echivalentă cu terminarea în gol.

Rezultă următoarele :

$Z_{11}$ se citește direct pe diagrama cercului în funcție de distanța de la minim la planul de referință 1, (pe cercul mare dacă sistemul e fără pierderi).

Se citește pe diagrama cercului valoarea $Z_{1sc}$ și apoi se determină pe diagrama cercului impedanța $Z_1$ pentru sarcina $Z_2 = j$

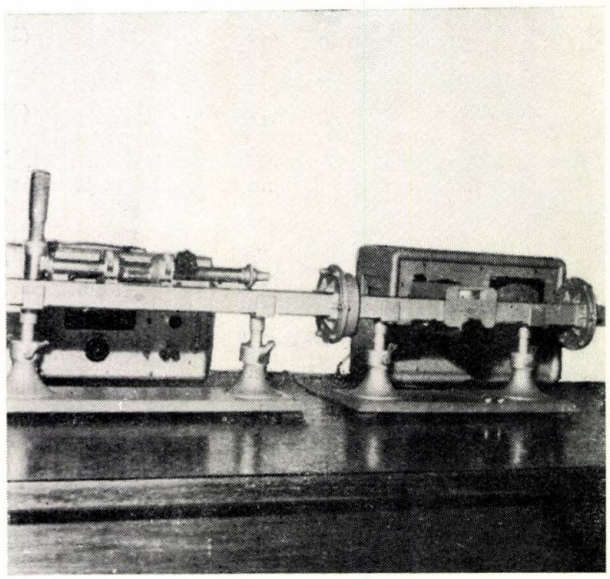


Fig. 4. *Linie de măsură în banda de 10 cm*

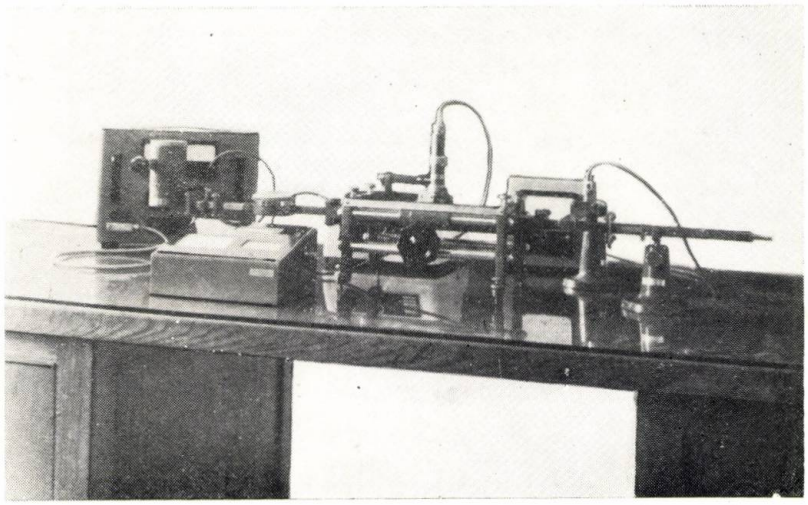


Fig. 5. *Linie de măsură în banda de 3 cm*

$Z_{22}$ și $Z_{12}$ se calculează cu relațiile :

$$Z_{22} = \frac{Z_2 (Z_i - Z_{11})}{Z_{1sc} - Z_i} \tag{30}$$

$$Z_{12} = \pm \sqrt{- Z_{22} (Z_{1sc} - Z_{11})}. \tag{31}$$

Măsurătorile unice pentru cele trei metode se realizează cu ajutorul unei linii de măsură, a cărei schemă este prezentată în figura 3, unde :

*1.* este generatorul de semnal ; *2.* tronsonul de ghid de excitație ; *3.* atenuatorul variabil calibrat ; *4.* ghidul de măsură ; *5.* sonda și sistemul de detecție (detector cu siliciu) *I* instrument de măsură ; *6.* ghidul cu discontinuitate ; *7.* pistonul de scurtcircuitare deplasabil, cu posibilitatea de citire directă a deplasării ; *F* reprezintă flanșele ghidurilor, iar *D* arată forma secțiunii transversale a ghidului.

Simbolurile utilizate corespund unor propuneri a C.E.I. În fotografiile din figurile 4 și 5 sînt prezentate două linii de măsură ce lucrează în banda de 10 cm și respectiv 3 cm.

Cînd pistonul de scurtcircuit se deplasează, se deplasează și minimele undei staționare din linia de măsură (sau de la intrarea în ghidul cu discontinuitate).

Se notează planele de referință ce caracterizează joncțiunea cu $P_1$ și $P_2$. Distanța între pistonul *7* și planul $P_2$ se notează cu $x$, iar distanța între planul $P_1$ și minim cu $y$ (fig. 6).

Ghidul cu discontinuitate are pierderi neglijabile, de aceea minimum de tensiune este nul. Dacă se reprezintă punctele $y$, $x$ ridicate pentru cel puțin o jumătate de lungime de undă, se obține curba $\frac{y}{\lambda_g} = f\left(\frac{x}{\lambda_g}\right)$, o curbă în formă de $S$, de unde și denumirea metodei. (Metoda curbei în $S$, a tangentei sau a deplasării minimelor) (fig. 7).

Dacă ghidul este uniform (fără discontinuitate), curba $\frac{y}{\lambda_g} = f\left(\frac{x}{\lambda_g}\right)$ reprezintă o dreaptă paralelă cu bisectoarea primului cadran.

Circuitul echivalent al discontinuității este un transformator ideal, caracterizat prin raportul de transformare

$$N = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}\, P_0 \tag{32}$$

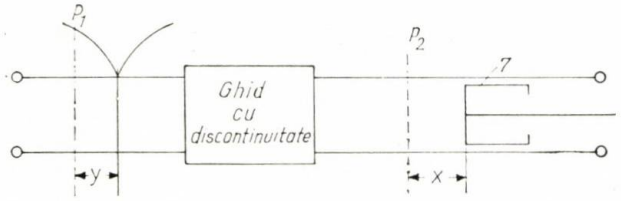



Fig. 6. *Planele de referință și coordonatele x, y în metoda deplasării minimelor*

unde $Z_{01}$ și $Z_{02}$ sînt impedanțele de undă înainte și după discontinuitate, iar $P_0$ reprezintă panta curbei în $S$ cu punctele de inflexiune $x_0$, $y_0$. Cei trei parametri ce caracterizează circuitul echivalent sub forma de transformator ideal sînt $N$, $x_0$ și $y_0$ (fig. 8).

Deoarece măsurarea pantei curbei în $S$ este incomodă, se deduce raportul de transformare din distanța $d$, care reprezintă distanța între maxime raportată la lungimea de undă (fig. 7).

$$N^2 = p_0 = \operatorname{ctg}^2 \pi \left(\frac{1}{4} - \frac{d}{\sqrt{2}}\right) \tag{33}$$

($N^2 = p_0$ dacă $Z_{01} = Z_{02}$)

Panta curbei în $S$ în punctele $x_0$, $y_0$ este egală cu factorul de undă staționară în ghidul *1*, cînd ghidul *2* este adaptat (indicii *1* și *2* corespund planelor $P_1$ și $P_2$) adică

$$\sigma = N^2$$

Din măsurătorile făcute se poate deduce cuadripolul în T și cu ajutorul relațiilor (11) se pot calcula și coeficienții matricei $S$.

Se consideră că planele de referință se pot deplasa cu $y_0$ și $x_0$ și notînd

$$\operatorname{tg} \beta_1 y_0 = p \quad \text{și} \quad \operatorname{tg} \beta_2 x_0 = q \tag{34}$$

rezultă

$$Z_{11} = j\, \frac{\sigma + pq}{pq - q} \tag{35}$$

$$Z_{22} = j\, \frac{pq\,\sigma + 1}{p\sigma - q} \tag{36}$$

$$Z_{12}^2 = \frac{p - \sigma q}{p\sigma - q} + Z_{11} Z_{22}. \tag{37}$$

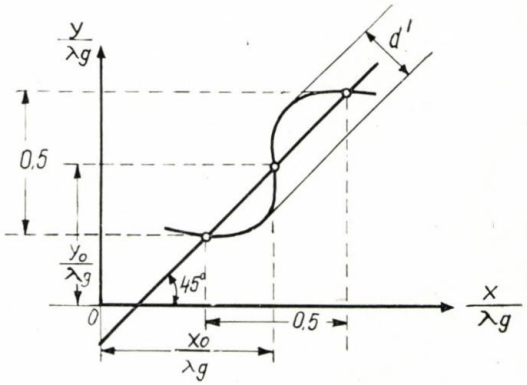



Fig. 7. *Curba în S și mărimile determinate pentru deducerea cuadripolului echivalent $x_0$, $y_0$ și d*

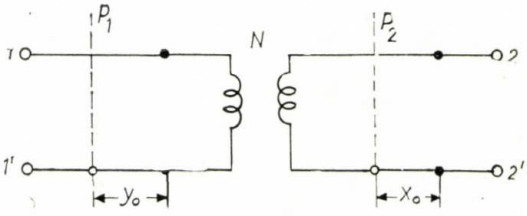



Fig. 8. *Transformatorul ideal echivalent unei joncțiuni fără pierderi cu două terminații, caracterizat prin $x_0$, $y_0$ și N*

De la aceste relații se poate trece la coeficienții matricei $S$. Exemplul de mai sus ilustrează faptul că se poate trece ușor de la un tip de circuit la altul.

Metoda lui Deschamps și Störer [1], [4] permite să se deducă coeficienții matricei $S$, $S_{jk}$ chiar în cazul discontinuității cu pierderi.

Aparatura și metoda de măsură este aceeași, iar interpretarea grafică se bazează pe transformarea conformă a curbelor $\Gamma_2$ în curbe $\Gamma_1$ pe baza relației

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2} \tag{38}$$

unde $\Gamma_1$ este coeficientul de reflexie la intrare, iar $\Gamma_2$ inversul coeficientului de reflexie la ieșire.

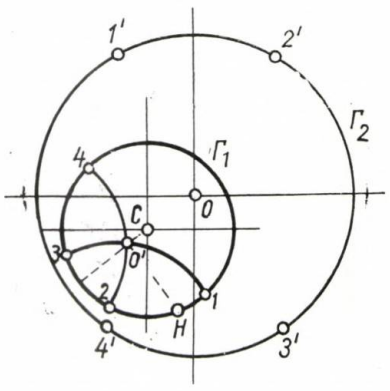



Fig. 9. *Cercurile* $\Gamma_2$ *și* $\Gamma_1$ *corespunzătoare transformării conforme 34 (arcele 1—3 și 2—4 sînt transformatele unor diametre ale cercului* $\Gamma_2$)

Formula (38) este dedusă din (10,a) și (10,b,) unde $\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1}$ și $\Gamma_2 = \left(\frac{b_2}{a_2}\right)^{-1}$, conform explicației de mai sus.

Cînd pistonul de scurtcircuit se deplasează $\Gamma_2$ descrie cercul $\Gamma_2 = 1$, $\Gamma_1$ descrie un cerc în planul $\Gamma_1$.

În figura 9 se arată interpretarea grafică a modulelor coeficienților matricei $S$.

Distanța OO' între centrul cercului $\Gamma_2$ și transformatul său $O'$ în planul $\Gamma_1$ ($O'$ este numit iconcentru) corespunde modulului coeficientului $S_{11}$

$$\overline{OO'} = |S_{11}|.$$

Se observă din relația (38) că pentru $\Gamma_2 = 0$

$$\Gamma_1 (O) = S_{11}$$

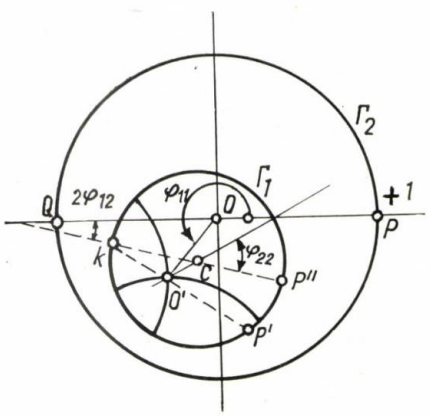



Fig. 10. *Determinarea argumentelor* $\varphi_{11}$, $\varphi_{22}$ *și* $\varphi_{12}$ *pe diagrama cercurilor* $\Gamma_2$, $\Gamma_1$.

Modulul coeficientului $S_{22}$ este dat de relația

$$|S_{22}| = \frac{\overline{O'C}}{R}$$

unde $C$ este centrul cercului $\Gamma_1$, iar $R$, raza sa.

De asemenea

$$|S_{12}| = \frac{\overline{O'H}}{R^{1/2}}$$

unde $O'H$ este segmentul determinat de perpendiculara ridicată în iconcentrul $O'$ pe raza $CO'$.

Argumentul $\varphi_{11}$ este determinat de $OO'$ și diametrul P, Q al cercului 2 (+ 1, −1)

Dacă $P'$ este transformatul punctului + 1 ($P$), se duce dreapta $O'P'$ care determină pe cercul $\Gamma_1$ punctul $K$. Unghiul dintre dreptele $O'C$ și $CK$ corespunde argumentului $\varphi_{22}$.

Unghiul între diametrul orizontal $QP$ și dreapta $CK$ este $2\varphi_{22}$.

## 5. CONDIȚII DE LUCRU ȘI COMPARAȚIE ÎNTRE METODE

Deoarece ridicarea datelor experimentale este unică și cele trei metode reprezintă trei moduri de interpretare a datelor care trebuie să ducă la același rezultat, permițînd verificarea și aprecierea preciziei, este bine să se aleagă condiții de lucru care să simplifice procedeele de calcul. Este bine ca planele de referință $P_1$ și $P_2$ să fie luate în imediata apropiere a discontinuității (adică la un număr întreg de jumătăți de lungimi de undă). Astfel, se află direct cuadripolul echivalent al discontinuității și se elimină porțiunile de ghid intermediare. Poziția planului $P_1$ corespunde unui minim, cînd intrarea în discontinuitate este scurtcircuită.

Ținînd seama de relația (33) și de definiția coeficientului $S_{11} = \Gamma_1$

$$|S_{11}| = |\Gamma_1| = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} = \frac{N^2 - 1}{N^2 + 1} \tag{39}$$

și cum

$$|S_{11}| = |S_{22}| \tag{39}$$

și

$$|S_{12}|^2 = 1 - |S_{11}|^2$$

rezultă că este suficient a determina pe curba $S$ distanța $d$ pentru ca modulul coeficienților $S_{jk}$ să fie cunoscuți. Din (33) și (39) se deduce simplu [2]:

$$|S_{11}| = \sin \sqrt{2} \cdot \pi \cdot d. \tag{40}$$

Se deduce direct că valoarea maximă pe care o poate lua distanța raportată este $d = 0{,}355$.

Se constată că toate metodele dau valori suficient de precise și neafectate de scara graficului în limite largi pentru $d$ ca și pentru $|S_{11}|$, $|S_{22}|$ și $|S_{12}|$.

Metoda clasică se bazează numai pe trei măsurători și deci dacă una din măsurători este afectată de o eroare mai mare, ea influențează puternic rezultatele.

Metoda curbei în $S$, foarte comodă în cazul circuitelor fără pierderi, face un pas înainte, deoarece reprezintă rezultatul unui șir de măsurători.

O dificultate a metodei o reprezintă determinarea punctelor $x_0$, $y_0$ de pantă maximă (de inflexiune), prin intersecția dreptei ce trece prin $\frac{d'}{2}$ și este paralelă cu bisectoarea, cu curba în $S$.

Toate metodele sînt foarte sensibile la erorile de unghi. Se observă ușor că eroarea de determinare a punctului de inflexiune dă erori în determinarea impedanțelor cuadripolului. De altfel, din comportarea relațiilor (27,) (28,) (29) cu (34,) (35) și (36) rezultă:

$$\varphi_m = -Y_0 + X_0 + \frac{5\pi}{2}$$

$$\varphi_\Delta = -Y_0 - X_0 - \frac{3\pi}{2} \tag{41}$$

$$\varphi_{11} = -2Y_0$$

$$\varphi_{22} = 2X_0 + \pi \tag{42}$$

$$\varphi_{12} = X_0 - Y_0$$

unde $\beta_1 y_0 = Y_0$

și $\beta_2 x_0 = X_0$

În unghiurile $\varphi_{11}$, $\varphi_{22}$ și $\varphi_{12}$ au fost eliminați multiplii de 2 $\pi$.

Metoda grafică a cercurilor $\Gamma$, ce se poate aplica pe diagrama cercului impedanțelor, are avantajul controlului erorii, deoarece toate punctele concură la determinarea corectă a diagramei. De asemenea metoda are avantajul de a se aplica simplu la cazul cu pierderi. Are dezavantajul unei construcții grafice care cere timp.

Metoda curbei în $S$ se poate adapta la cazul cu pierderi, considerînd distanțele complexe, dar procedeul este mai greoi decît la diagrama lui Deschamps.

## 6. REZULTATE EXPERIMENTALE

Au fost aplicate metodele expuse mai sus unei diafragme inductive și unei joncțiuni în $T$ în planul $H$. Primul caz a fost ales pentru simplitate, iar al doilea pentru a pune în evidență aplicarea metodelor în cazul unei joncțiuni cu pierderi.

În tabela 1 se prezintă datele ridicate pentru diafragma inductivă.

Diafragma fiind subțire, se consideră planele $P_1$ și $P_2$ confundate și corespunzînd planului diafragmei. Ca referință pentru $y$ se alege un minim pe linie cînd în planul $P_1$ (confundat cu $P_2$) este scurtcircuit.

Se trasează curba $S$ pentru diafragma inductivă și rezultă mărimile $\frac{xo}{\lambda_g}, \frac{yo}{\lambda_g}$ și $d'$ (fig. 11).

Aplicînd relațiile (33,) (35)...(37,) (39) și (42) se obține respectiv $\sigma = N^2$, impedanțele $Z_1$, $Z_2$ și $Z_3$ ale cuadripolului echivalent, modulii și apoi argumentele coeficienților matricei $S$.

În tabela 2 au fost trecute datele obținute aplicînd cele trei metode.

În cazul metodei clasice se citesc pe diagrama cercului (și anume pe cercul exterior ($\sigma = \infty$) căci se consideră sistemul fără pierderi) reactanțele corespunzătoare punctelor la intrare $\left( \text{în } \frac{y}{\lambda_g} \right)$ pentru $\frac{x}{\lambda_g}$, luînd respectiv valorile 0, 0,25 și 0,125.

Dacă punctele din tabela 1 se plasează pe diagrama cercului se obține graficul din figura 12 pe care se pot determina coeficienții matricei $S$. Deoarece diafragma are pierderi mici (se poate considera fără pierderi) cercul $\Gamma_2$ și transformatul său $\Gamma_1$ au punctele pe cercul de $\sigma = \infty$ ceea ce corespunde faptului că minimul este practic nul.

Se constată că centrele celor două cercuri sînt comune ceea ce conduce la egalitatea $|S_{11}| = |S_{22}|$

Se constată că se verifică relația $|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$.

În cazul figurii 12, ortocentrul a fost determinat cu ajutorul arcelor de cerc ce corespund unor diametre în cercul $\Gamma_2$.

Faptul că mai multe arce trec prin același punct O' arată că determinările sînt corecte.

Valoarea teoretică a reactanței inductive este $j$ 1,19.

Se obțin erori mai mici de 6,5 %. Neglijarea reactanțelor $Z_1$ și $Z_2$ este justificată, fiindcă valorile acestora sînt de ordinul sutimilor (maxim 6,5 sutimi și în medie 2 sutimi).

În cazul joncțiunii în $T$ în planul $H$ (figura 13), avînd o sarcină rezistivă egală cu impedanța de undă în brațul secundar, s-au ridicat punctele prezentate în tabela 3, iar ca metode s-a utilizat metoda clasică și metoda diagramei cercului.

Metoda diagramei cercului are avantajul unei precizii bune, dar are dezavantajul că unghiurile nu sînt determinate fără ambiguitate (sînt posibile și valorile ce diferă cu $\pi$).

Pentru ca metoda clasică să fie precisă e nevoie ca minimele să fie determinate cu ajutorul interpolării rezultatelor obținute asupra tuturor minimelor de pe linie în cazul dat.

Metoda diagramei cercului a fost aplicată construind graficul din figura 14. Se constată că datorită pierderilor, cercul $\Gamma_1$ nu e tangent la $\Gamma_2$.

Se determină punctul $A$ prin intersecția a două segmente ce unesc puncte de pe cercul $\Gamma_1$, corespunzătoare la capete

*Tabela 1*

**Diafragmă inductivă (rezultate experimentale)**

$y = 105{,}4 - y'$

$\lambda_g = 120$ mm

| Nr. | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | Observații |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $x$ | 30 | 35 | 40 | 45 | 47 | 49 | 51 | 53 | 55 | 60 | 65 | 70 | 75 | 80 | 85 | 90 | Cu scurtcircuit la intrarea cuadripolului (în planul $P_{1sc}$) un minim se află la 105,4 mm |
| $\frac{x}{\lambda_g}$ | 0,25 | 0,292 | 0,334 | 0,375 | 0,392 | 0,408 | 0,425 | 0,44 | 0,459 | 0,5 | 0,54 | 0,58 | 0,625 | 0,666 | 0,71 | 0,75 | |
| $y'$ | 89,5 | 86,2 | 81,7 | 74 | 68,9 | 64 | 59,3 | 54,7 | 51,1 | 44,8 | 40,8 | 38,2 | 36,1 | 33,9 | 31,8 | 29,4 | |
| $y$ | 15,9 | 19,2 | 23,7 | 31,4 | 36,5 | 41,4 | 46,1 | 50,7 | 54,3 | 60,6 | 64,6 | 67,2 | 69,3 | 71,5 | 73,6 | 76,0 | |
| $\frac{y}{\lambda_g}$ | 0,132 | 0,16 | 0,195 | 0,262 | 0,302 | 0,345 | 0,385 | 0,423 | 0,452 | 0,506 | 0,54 | 0,56 | 0,576 | 0,595 | 0,615 | 0,633 | |

*Tabela 2*

**Diafragma inductivă (rezultatele calculului)**

| Date generale | Lungimea de undă în aer $\lambda = 92{,}25$ mm Grosimea diafragmei d = 1 mm | | | | | Lungimea de undă în ghid $\lambda_g = 120$ mm | | | | | Secțiunea ghidului 72×34 mm | | | | Dimensiunile fantei 42×34 mm | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Parametrii determinați | $\sigma = N^2$ | $\frac{x_0}{\lambda_g}$ | $\frac{y_0}{\lambda_g}$ | $\lvert S_{11}\rvert$ | $\lvert S_{22}\rvert$ | $\lvert S_{12}\rvert$ | $\varphi_{11}$ / $\varphi_m$ | $\varphi_{22}$ / $\varphi_\Delta$ | $\varphi_{12}$ | $Z_{11}$ | $Z_{22}$ | $Z_{12}$ | $Z_1$ | $Z_2$ | $Z_3$ |
| Metoda clasică | | | | | | | | | | j 1,1 | j 1,185 | j 1,12 | j 0,02 | j 0,065 | j 1,12 |
| Metoda curbei în $S$ | 2,7 | 0,408 | 0,345 | 0,46 | 0,46 | 0,89 | −248° / 472°,5 | 473° / −0°,5 | 22°,5 | j 1,12 | j 1,13 | j 1,132 | j 0,012 | j 0,002 | j 1,132 |
| Metoda diagramei cercului | | | | 0,452 | 0,452 | 0,876 | 115° / 109° | 103° / 6° | 21° | j 1,145 | j 1,27 | j 1,12 | j 0,025 | j 0,015 | j 1,12 |

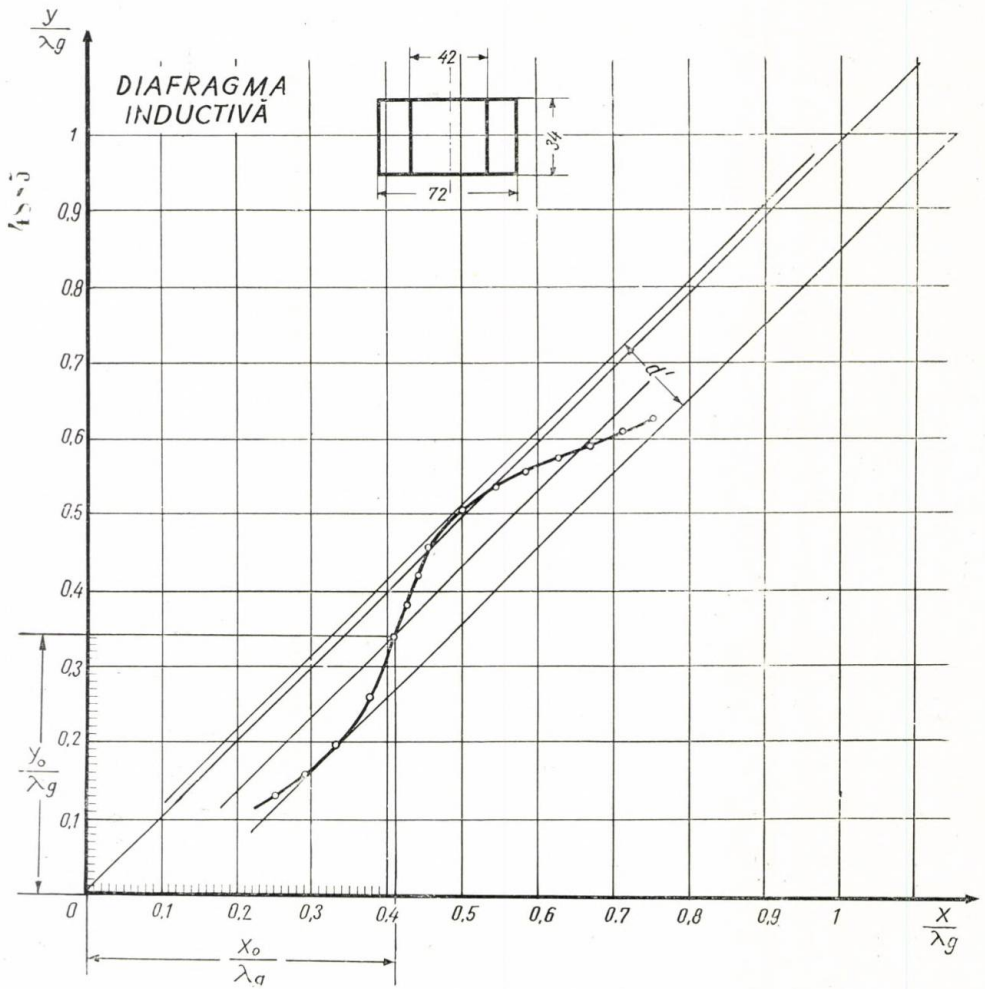



Fig. 11. *Curba în S pentru o diafragmă inductivă*

de diametru pe cercul $\Gamma_2$; apoi ortocentrul ce obține prin ridicare de perpendiculare din $A$ și $C$ pe dreapta $AC$ și unirea punctelor $a$ $a'$ de intersecție cu cercul. Punctul de intersecție între dreptele AC și $a$ $a'$ este ortocentrul $O'$. Ținînd seama de scară, trebuie observat că modulul coeficienților matricei $S$ se deduce astfel:

$$|S_{11}| = \frac{OO'}{R_2}$$

$$|S_{22}| = \frac{\frac{O'C}{R_2}}{\frac{R_1}{R_2}} = \frac{O'C}{R_1}$$

$$|S_{12}| = \frac{\frac{O'E}{R_2}}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}}$$

unde $R_1$ este raza cercului $\Gamma_1$, iar $R_2$ raza cercului $\Gamma_2$.

Rezultatele prezentate în tabela 4 arată că utilizarea comparativă a celor două metode e foarte utilă.

de undă în ghid de 40 mm, o eroare de 0,1 mm la măsurarea poziției minimului corespunde unei erori de 1,8° pe diagrama cercului.

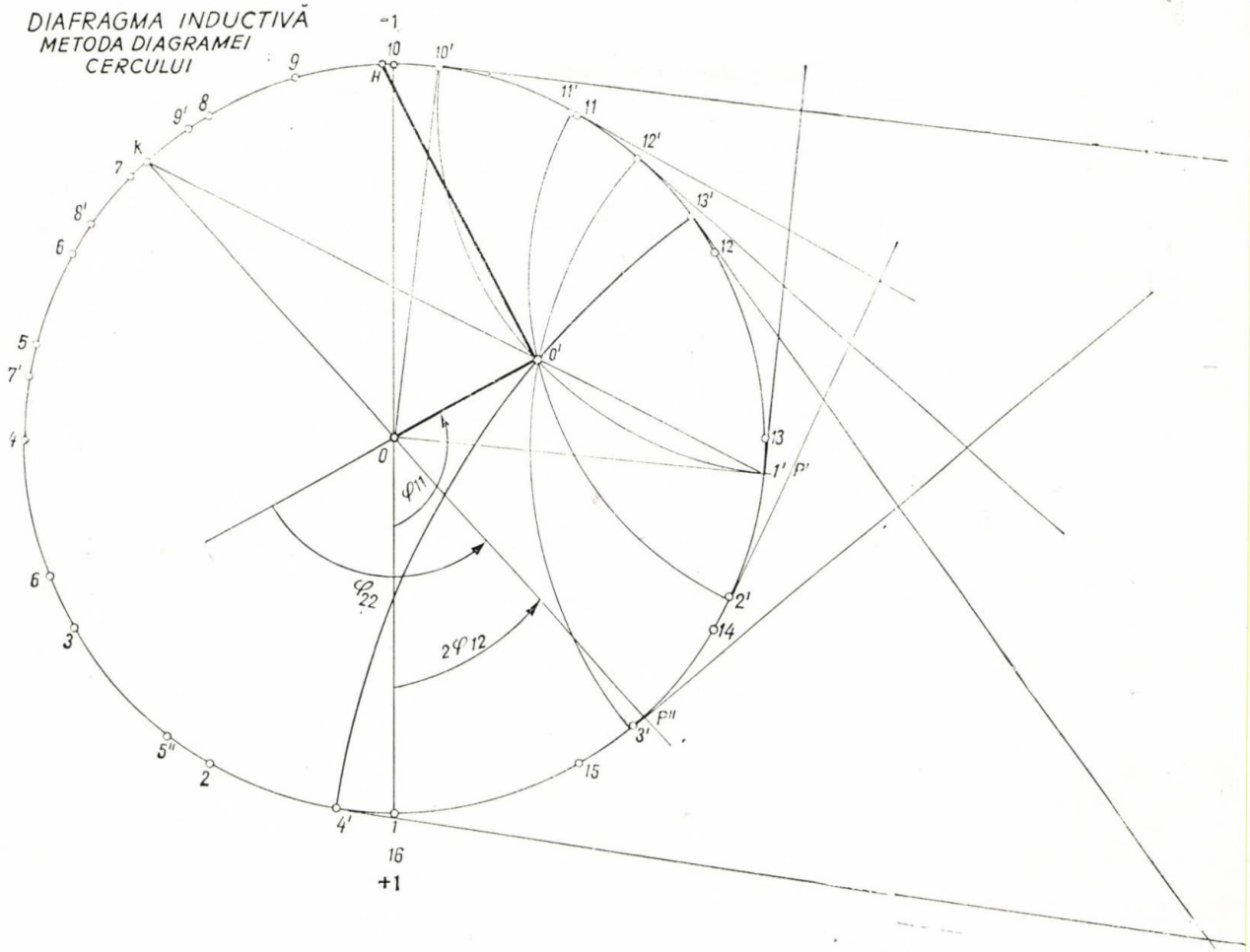



Fig. 12. *Determinarea grafică a coeficienților matricei S în cazul unei diafragme inductivă (Metoda diagramei cercului)*

În general metoda clasică nu poate fi aplicată, deoarece pentru punctele necesare s-ar putea ca coeficientul de undă staționară să fie mare (de exemplu $\sigma > 10$).

În acest caz metoda diagramei cercului ne permite localizarea punctelor, întrucît acestea se află pe cerc.

Metoda diagramei cercului este cea mai generală, dar îmbinarea ei cu metoda clasică ajută la eliminarea ambiguității determinării argumentelor.

Relațiile (13)...(15) permit deducerea impedanțelor din coeficienții matricei $S$, aceștia la rîndul lor pot fi determinați cu ajutorul expresiilor:

$$Z_{11} = \frac{1 + S_{11} - S_{22} - S}{1 + S_{11} + S_{22} + S} \qquad (43)$$

$$Z_{22} = \frac{1 - S_{11} + S_{22} - S}{1 + S_{11} + S_{22} + S} \qquad (44)$$

$$Z_{12} = \frac{2\,S_{12}}{1 + S_{11} + S_{22} + S} \qquad (45)$$

deduse prin dezvoltarea relației (12.)

Este necesar să fie subliniată grija pentru măsurarea cu precizie a pozițiilor minimelor. Cînd se lucrează cu o lungime

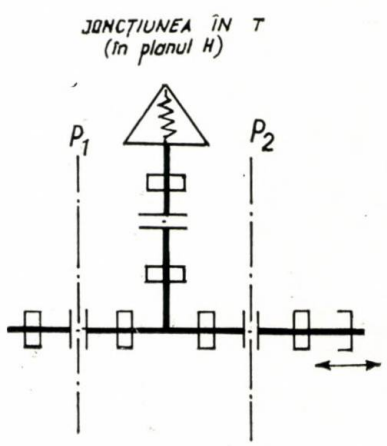



Fig. 13. *Reprezentarea schematică a unei joncțiuni în T (în planul H)*

**Joncțiunea T simetrică în planul H (rezultate experimentale)** *Tabela 3*

$\lambda_g = 46{,}57$ mm

| Nr. | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | Observații |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $x$ | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 | 11,645 | 15 | 15,64 | 19,64 | 20 | 23,285 | 25 | 29,11 | Cînd la intrarea cuadripolului (în planul $P_1$) este scurtcircuit unul din minime se află la 139,1 mm |
| $\frac{x}{\lambda_g}$ | 0 | 0,0428 | 0,0855 | 0,128 | 0,171 | 0,214 | 0,25 | 0,322 | 0,336 | 0,42 | 0,426 | 0,5 | 0,535 | 0,625 | |
| $y'$ | 125 | 123,75 | 122,25 | 120,3 | 118,2 | 114,25 | 112,1 | 107,4 | 106,85 | 103,9 | 103,65 | 101,85 | 100,75 | 97,15 | |
| $y$ | 14,1 | 15,35 | 16,85 | 18,8 | 20,9 | 24,85 | 27 | 31,7 | 32,25 | 35,2 | 35,45 | 37,25 | 38,35 | 41,95 | |
| $\frac{y}{\lambda_g}$ | 0,301 | 0,329 | 0,361 | 0,404 | 0,447 | 0,534 | 0,58 | 0,68 | 0,696 | 0,755 | 0,76 | 0,8 | 0,82 | 0,895 | |
| $\sigma$ | 10 | 9 | 8 | 7 | 7 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 8,2 | |
| $\lvert\Gamma\rvert$ | 0,832 | 0,8 | 0,777 | 0,75 | 0,75 | 0,818 | 0,82 | 0,82 | 0,82 | 0,82 | 0,82 | 0,82 | 0,82 | 0,755 | |

*Tabela 4*

**Joncțiunea T simetrică în planul H**

| Parametrii determinați | | $\lvert S_{11}\rvert$ | $\lvert S_{22}\rvert$ | $\lvert S_{12}\rvert$ | $\varphi_{11}$ | $\varphi_{22}$ | $\varphi_{12}$ | $Z_g$ | $Z_{sc}$ | $Z_i$ | $Z_{11}$ | $Z_{22}$ | $Z_{12}$ | $Z_1$ | $Z_2$ | $Z_3$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Metoda clasică | | | | | | | | $\frac{x}{\lambda_g} = 0{,}08$<br>$\sigma > 10$<br>$0{,}08 + j\,0{,}54$ | $\frac{x}{\lambda_g} = 0{,}3$<br>$\sigma > 10$<br>$0{,}9 - j\,0{,}8$ | $\frac{x}{\lambda_g} = 0{,}395$<br>$\sigma = 7{,}2$<br>$0{,}25 - j\,0{,}75$ | $0{,}08 + j\,0{,}54$ | $0{,}1 + j\,0{,}595$ | $0{,}051 - j\,1{,}45$ | $0{,}029 + j\,1{,}99$ | $0{,}049 + j\,2{,}045$ | $0{,}051 - j\,1{,}45$ |
| Metoda diagramei cercului | Din grafic | 0,248 | 0,278 | 0,89 | $-12°$ | $-3{,}5°$ | $247{,}25°$ | | | | | | | | | |
| | Calculat din $Z$ | 0,244 | 0,27 | 0,885 | $-11{,}4°$ | $-3{,}7°$ | $246{,}6°$ | | | | $0{,}06 + j\,0{,}52$ | $0{,}087 + j\,0{,}596$ | $0{,}057 - j\,1{,}45$ | $0{,}003 + j\,1{,}97$ | $0{,}03 + j\,2{,}046$ | $0{,}057 - j\,1{,}45$ |

Dispozitivele micrometrice ale liniilor de măsură trebuie să fie bine puse la punct, pentru a asigura o precizie acceptabilă.

Metodele de măsură prezentate mai sus și utilizarea lor combinată reprezintă un instrument de analiză eficace a comportării diferitelor structuri neuniforme utilizate în microunde.

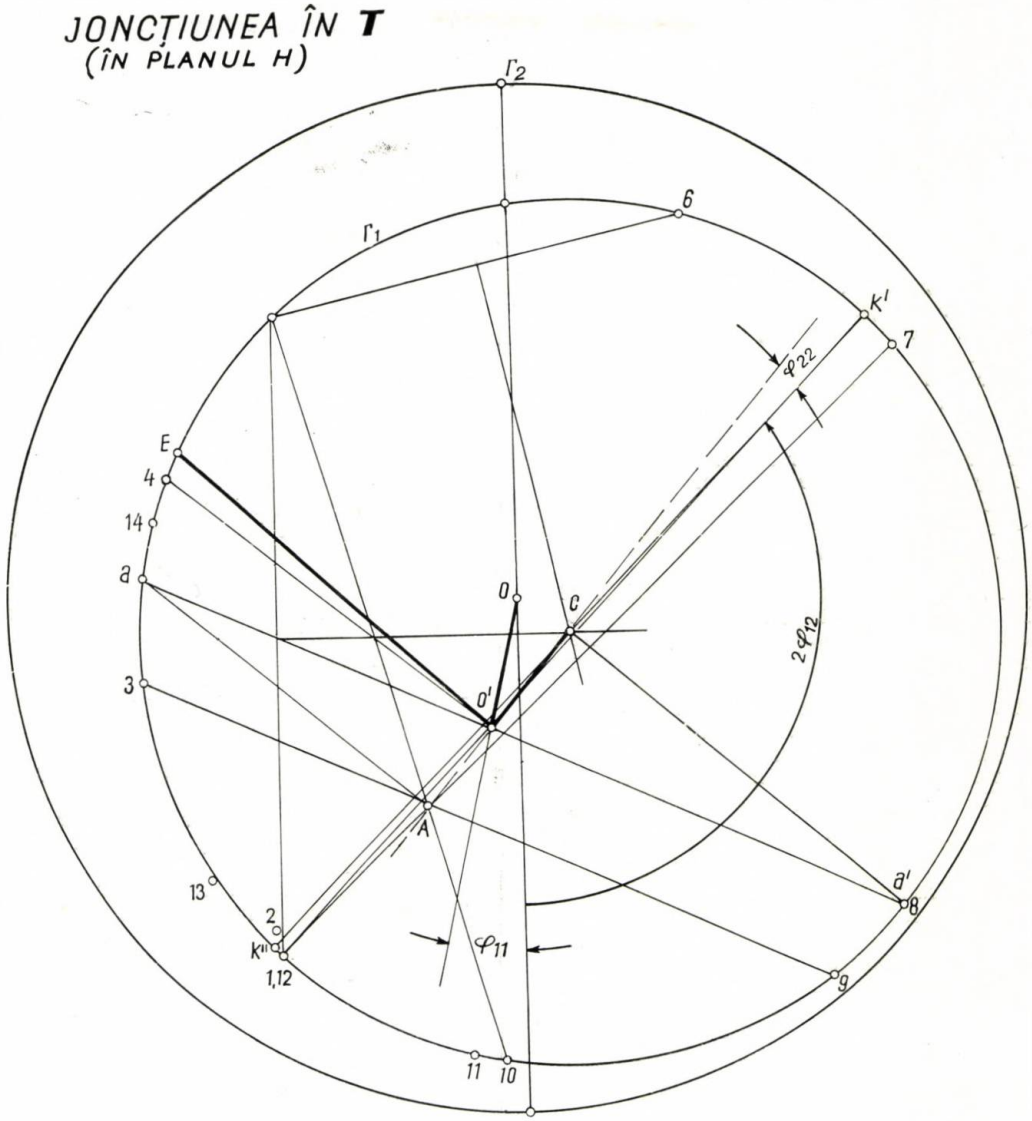



Fig. 14. *Determinarea grafică a coeficienților matricei S în cazul unei joncțiuni în T în planul H (Metoda diagramei cercului)*

BIBLIOGRAFIE


[1] DESCHAMPS, G. *Opredelenie coefficienta otrajenia i vnosimih poter volnovodnogo soedinenia*, Voprosî radiolokaționnoi tehniki (traducere din limba engleză), 22 (1954), nr. 4, pag. 101—108.

[2] HARTNER, L. *Aquivalente Schaltungsdarstellung und Bestimmung der Impedanzparameter von Diskontinuitäten in Mikrowelen — Netzwerken*, Nachrichtentechnik (1963), nr. 12, pag. 468—472.

[3] MONTGOMERY, DICKE, PURCELL *Principle of Microwave Circuits*, New York, Mc. Graw Hill, 1948, pag. 146—151.

[4] STORER, J., SHEINGOLD, L. și S., STEIN. *Prosloi graficeskii analiz volnovodnogo soedinenia s dvumia vivodami*, Voprosî radiolokoționnoi tehniki (traducere din limba engleză), 22 (1954), nr. 4, pag. 109—126.

Ing. LIGIA IŞFAN

# Influenţa mărimii inducţiei magnetice din întrefier asupra performanţelor difuzoarelor electrodinamice cu radiaţie directă

Principiul de funcţionare a difuzorului electrodinamic se bazează pe acţiunea forţei excitatoare asupra unui conductor străbătut de un curent variabil, plasat într-un cîmp magnetic constant [6].

Forţa excitatoare, forţa magnetoelectrică, este dată de relaţia [2], [4], [5]:

$$f = B.l.i \qquad (1)$$

unde $B$ este indicaţia magnetică din întrefier, în gauss;
$l$ — lungimea conductorului aflat în cîmp în centimetri;
$i$ — curentul variabil care trece prin conductorul aflat în cîmp, în amperi.

Articolul de faţă îşi propune stabilirea criteriilor de alegere a valorilor inducţiei magnetice din întrefierul circuitului magnetic al difuzorului, ţinînd seama de aspectul calitativ şi de cel economic al problemei, precum şi prezentarea valorilor realizate pe plan mondial.

La uzinele Electronica s-au făcut măsurători pe difuzoare avînd circuitul magnetic cu excitaţie. Cunoscînd relaţia curent de excitaţie — inducţie magnetică în întrefier determinată experimental pentru difuzorul ales spre măsurare, s-au studiat performanţele difuzoarelor în funcţie de valoarea inducţiei din întrefier.

Măsurătorile au confirmat că inducţia magnetică influenţează:

— randamentul difuzorului;
— caracteristica impedanţei electrice de intrare a difuzorului;
— caracteristica de frecvenţă a eficacităţii difuzorului;
— răspunsul tranzitoriu al difuzorului;
— valoarea puterii limită de utilizare.

Studiul urmează a fi completat cu măsurători de distorsiuni, atunci cînd se va dispune de o cameră acustică corespunzătoare.

### 1. Influenţa asupra randamentului difuzorului

S-a măsurat presiunea acustică pe axa de referinţă a difuzorului la distanţa de 0,5 m de la punctul de referinţă, pentru diferite valori ale inducţiei magnetice din întrefier.

Măsurătoarea s-a făcut în condiţii de putere electrică absorbită constantă ($Pe = 1$ V A) şi frecvenţă fixă ($f = 400$ Hz).

Ţinînd seama de faptul că intensitatea de radiaţie este proporţională cu pătratul presiunii acustice generate pe ax, rezultă că aceasta din urmă este proporţională cu randamentul difuzorului, dacă puterea electrică aplicată este constantă, [4], [5].

Rezultatele măsurătorilor, pentru un difuzor de fabricaţie Electronica tip E—3, sînt date în figura 1.

Din figura 1 se observă că presiunea acustică măsurată este proporţională cu inducţia magnetică din întrefier, prin urmare randamentul va creşte proporţional cu pătratul inducţiei magnetice din întrefier.

Această măsurătoare verifică relaţia cunoscută dedusă din circuitul electric echivalent al difuzorului [2], [4], [5]:

$$\eta = \frac{(Bl)^2 R_r}{(Bl)^2 (R_r + R_f) + R_E \left[ (R_r + R_f)^2 + \left( \omega M_{bc} + X_r - \frac{1}{\omega Cm} \right)^2 \right]} \qquad (1)$$

unde:
$B$ este inducţia magnetică din întrefier, în gauss;
$l$ — lungimea conductorului bobinei mobile, în cm;
$R_r$ — rezistenţa de radiaţie, în ohmi mecanici;
$R_f$ — rezistenţa de frecare la suspensii, în ohmi mecanici;

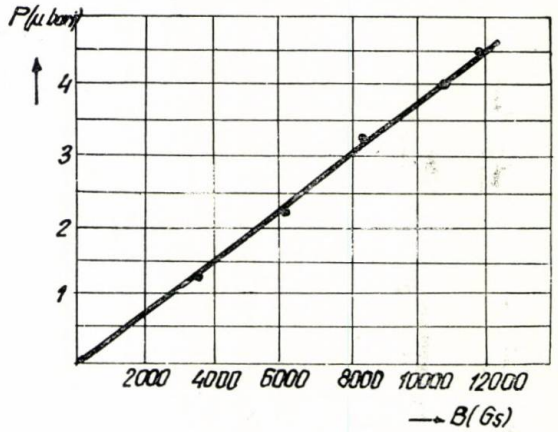



Fig. 1. *Caracteristica presiunii acustice în funcţie de inducţia din întrefier, pentru difuzorul tip E3*

$R_E$ — rezistenţa bobinei mobile blocate, în ohmi;
$X_r$ — reactanţa de radiaţie în ohmi mecanici;
$\omega M_{bc}$ — reactanţa masei bobinei şi conului, în ohmi mecanici;
$\frac{1}{\omega C_m}$ — reactanţa elasticităţii suspensiilor, în ohmi mecanici.

### 2. Influenţa asupra caracteristicii impedanţei difuzorului.

S-au ridicat caracteristicile modulului impedanţei difuzorului în funcţie de frecvenţă, pentru diferite valori ale inducţiei magnetice din întrefier.

Rezultatele măsurătorilor, pentru difuzorul E—3 din figura 2, arată că pe măsura creşterii lui $B$:

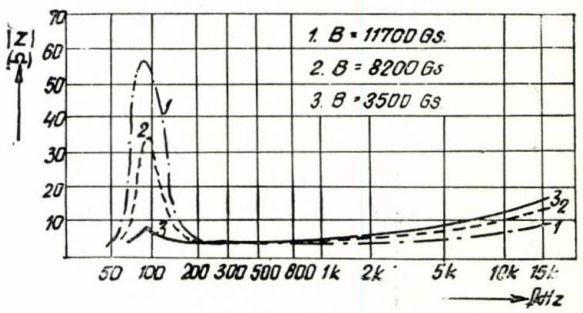



Fig. 2. *Caracteristica impedanţei difuzorului tip E3, pentru diferite valori ale inducţiei întrefier*

— la frecvenţa de rezonanţă mecanică apare o accentuare a vîrfului caracteristicilor impedanţei;
— la frecvenţe medii caracteristicile se suprapun;
— la frecvenţe înalte, peste 4 000 Hz, apare o micşorare a pantei porţiunii crescătoare a caracteristicilor.

Modificările caracteristicii, pentru diferite valori ale lui $B$, se pot explica cu ajutorul circuitului electric echivalent al difuzorului [2], [4], [5].

Impedanţa difuzorului este dată de relaţia:

$$Z = Z_E + Z_M = R_E + j\,\omega\,L + \frac{(Bl)^2}{R_r + R_f + j\left( w\,M_{bc} + X_r - \frac{1}{\omega\,C_n} \right)} \qquad (3)$$

unde :

$Z_E = R_E + j\,\omega\,L$ este impedanţa electrică a difuzorului blocat în ohmi ;

$\omega\,L$ — reactanţa bobinei mobile, în ohmi ;

$Z_M$ — impedanţa electrică de mişcare a difuzorului, în ohmi ;

În jurul frecvenţei de rezonanţă mecanică predomină influenţa impedanţei electrice de mişcare. Aceasta fiind proporţională cu $B^2$, vîrful caracteristicii impedanţei va creşte cînd $B$ creşte. S-a ridicat şi caracteristica impedanţei electrice de mişcare la frecvenţa de rezonanţă, în funcţie de inducţia magnetică din întrefier. Alura caracteristicii verifică relaţia dată în figura 3.

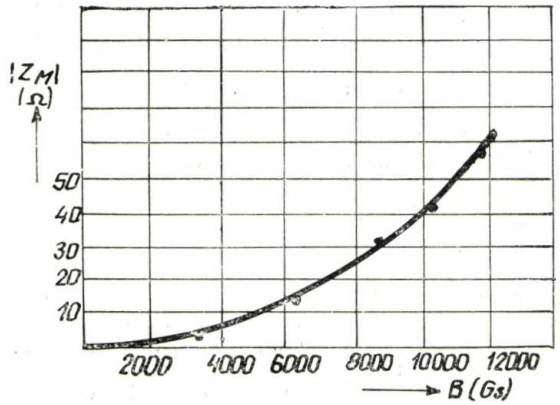



Fig. 3. *Caracteristica impedanţei electrice de mişcare la rezonanţă în funcţie de inducţia din întrefier, pentru difuzoare tip E3*

La frecvenţele medii se simte mai mult efectul rezistenţei bobinei mobile, şi caracteristicile impedanţei se suprapun.

La frecvenţele înalte intervine efectul reactanţei bobinei mobile, ceea ce dă o alură crescătoare caracteristicii ; dar cu cît $B$ se apropie de valoarea de saturaţie, permeabilitatea efectivă scade şi duce la o micşorare a inducţiei bobinei, deci la o micşorare a pantei caracteristicilor [1].

### 3. Influenţa asupra caracteristicii de frecvenţă.

S-au trasat caracteristicile de frecvenţă ale eficacităţii difuzorului în condiţii de tensiune constantă, pentru diverse valori ale inducţiei în întrefier.

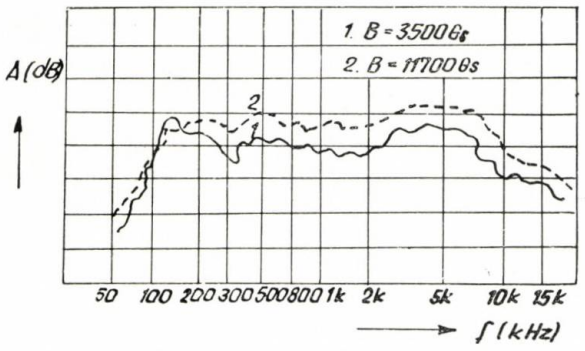



Fig. 4. *Caracteristica de frecvenţă a difuzorului tip E3, pentru diferite valori ale inducţiei în întrefier*

Curbele din figura 4 arată că pe măsură ce creşte $B$ :
— creşte nivelul caracteristicii în bandă ;
— se aplatizează vîrful caracteristicii la rezonanţă ;
— se lărgeşte banda de frecvenţe înalte redate.

Modificarea caracteristicii de frecvenţă la creşterea lui $B$ nu face decît să confirme rezultatele de la paragrafele anterioare :

— în primul rînd, întrucît caracteristica de frecvenţă reprezintă variaţia presiunii acustice într-un punct dat, în funcţie de frecvenţă, este normal să apară grafic o creştere a nivelului mediu la creşterea lui $B$ ;

— în al doilea rînd, aplatizarea în domeniul rezonanţei mecanice se explică prin mărirea rezistenţei reflectată în circuitul mecanic ;

— în al treilea rînd, mărirea gamei de frecvenţe înalte redate se datoreşte micşorării pantei caracteristicilor impedanţei.

### 4. Influenţa asupra răspunsului tranzitoriu al difuzorului.

Neavînd o cameră acustică corespunzătoare, s-a utilizat o metodă de măsură simplificată, care dă numai indicaţii calitative asupra răspunsului tranzitoriu al difuzorului.

Aceasta constă în vizualizarea tensiunii electrice de la bornele difuzorului, în momentul aplicării sau întreruperii unei tensiuni continue.

S-a folosit un montaj în puncte, cu generatorul pe o diagonală şi osciloscopul pe cealaltă, avînd difuzorul pe o latură şi rezistenţe pe celelate trei. Puntea a fost echilibrată astfel, încît să se elimine componenta continuă a tensiunii pe ecranul osciloscopului [1].

S-au făcut vizualizări pentru diferite valori ale inducţiei din întrefier, în aceleaşi condiţii iniţiale.

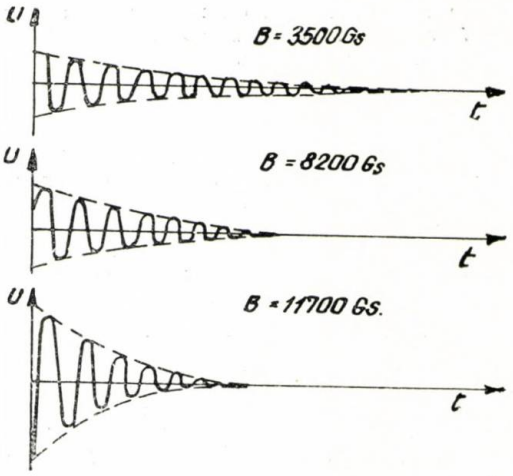



Fig. 5. *Răspunsul tranzitoriu al difuzorului tip E3, pentru diferite valori ale inducţiei în întrefier*

De exemplu, în figura 5 se arată curbele ridicate la întreruperea tensiunii.

Curbele din figura 5 arată că pe măsura creşterii lui $B$ se măreşte şi amortizarea oscilaţiilor libere.

Rezultatele sînt în concordanţă cu relaţiile teoretice cunoscute [3], [4], [5].

Tensiunea la bornele difuzorului, cînd acesta funcţionează ca generator, este proporţională cu viteza sistemului mobil.

Dacă se porneşte de la circuitul mecanic echivalent al difuzorului şi se află expresia vitezei în regimul de oscilaţie liberă, se deduce că factorul de amortizare este dat de relaţia :

$$d = \frac{1}{2\,M}\left[R_f + R_r + \frac{(Bl)^2}{R_E + R_P}\right] \qquad (4)$$

unde

$M$ este masa sistemului mobil, în grame ;

$R_P$ — rezistenţele punţii în serie, în ohmi.

În montajele de funcţionare ale difuzoarelor, în formula (4) în locul lui $R_p$ se va considera $R_g$, rezistenţa internă a generatorului. Influenţa amortizării datorită inducţiei magnetice din întrefier va fi cu atît mai puternică cu cît $R_g$ va fi mai mic.

### 5. Influența asupra valorii puterii limită de utilizare

Valoarea limită a puterii electrice absorbite este condiționată de distorsiuni inacceptabile sau de deteriorarea difuzorului.

Avînd în vedere efectul de amortizare a vîrfului caracteristicilor de frecvență la creșetrea lui $B$ și faptul că la frecvențe joase presiunea acustică este proporțională cu pătratul amplitudinii, se deduce că, mărind inducția magnetică în întrefier, se mărește valoarea puterii limită de utilizare [1]

### 6. Care este valoarea optimă a factorului $B$

Cele expuse mai sus arată că mărirea inducției magnetice din întrefier are efect pozitiv asupra performanțelor difuzorului.

Totuși, avînd în vedere costul ridicat al magnetului, valoarea factorului $B$ trebuie determinată ținînd seama și de aspectul economic al problemei, alegerea făcîndu-se în funcție de utilizarea difuzorului.

M. Marinescu și P. Apostol [2] au stabilit că prețul de cost al ansamblului amplificator are un minim cînd prețul de cost al magnetului este egal cu cel al energiei electrice consumată de difuzor într-un timp mediu.

Cînd în proiectarea difuzorului interesează prețul de cost minim al lanțului audio, valoarea factorului $B$ pentru anumite dimensiuni ale întrefierului se alege în funcție de materia primă și dimensiunile magnetului, la care costul este egal cu costul energiei electrice.

Cînd se urmărește calitatea cea mai bună, se alege pentru factorul $B$ valoarea maxim realizabilă.

În rest, se aleg soluții intermediare.

### 7. Care este valoarea maximă a factorului B

Practic nu se pot realiza valori ale inducției oricît de mari. Limita variază de la difuzor la difuzor și este impusă de :

— Gabaritul difuzorului și dimensiunile întrefierului circuitului magnetic ; acestea se aleg în funcție de destinația difuzorului. Dimensiunile întrefierului și ale magnetului avînd aceste limitări, rezultă o valoare maximă a inducției în întrefier, chiar pentru cel mai bun material magnetic realizat pînă acum.

— Saturația pieselor polare ale circuitului magnetic ; dimensiunile întrefierului limitează grosimea flanșei superioare și a bolțului.

Chiar pentru cele mai bune materiale magnetice moi realizate pînă acum (care se saturează la 20 000 ... 25 000 Gs) rezultă o valoare maximă pentru factorul $B$, determinată de fluxul total și mărimea secțiunilor din flanșe unde avem densitatea maximă a liniilor de flux.

Urmărind difuzoarele cele mai bune, existente pe plan mondial, la firmele de la care avem prospecte, se observă că se pot realiza valori mari ale inducției magnetice din întrefier, de ordinul a 17 000 Gs., valoare întîlnită la un difuzor francez fabricat la firma ,,Cabasse" 21C.

Celelalte date ale difuzorului sînt :

— diametrul difuzorului, 214 mm ;
— adîncimea difuzorului 120 mm ;
— banda de frecvență 45—15 000 Hz ;
— diametrul bolțului 26 mm ;
— adîncimea întrefierului 6 mm ;
— flux magnetic total 122 800 maxwelli ;
— greutatea magnetului 18 kg.

Valoarea de 16 000 Gs am întîlnit-o rar, de exemplu la difuzorul fabricat de firma ,,Cabasse" 36 II B X, sau la difuzorul fabricat la firma engleză ,,Wharfedale" Super 10/ /RS/D.D.

În prospectul firmei ,,Wharfedale" se menționează chiar că difuzorul Super 10/RS/DD, care diferă de Golden 10/RS/D.D. numai prin valoarea mai mare a inducției în întrefier (16 000 Gs față de 14 500 Gs), este mai sensibil, mai fidel, are putere limită de utilizare mai mare (10 W față de 8 W) și are răspuns tranzitoriu mai bun.

De altfel, această diferență se sesizează și în catalogul de prețuri. Cei 1 500 Gs în plus, costă încă o treime din întregul cost al difuzorului.

Ca valori curente pentru inducția în întrefier, la difuzoarele de înaltă fidelitate, întîlnim 12 000—14 500 Gs.

În prospectele din anul 1963, 1964 pentru difuzoarele mijlocii ca dimensiuni, puteri electrice și utilizare (chiar și pentru cele mai mici) se întîlnesc rareori valori sub 8 000 Gs. Valorile obișnuite sînt 9 000—10 000 Gs.

### 8. Valoarea inducției în întrefier la difuzoarele de fabricație românească „Electronica"

La difuzoarele fabricate pînă în anul 1962 cu magneți turnați din AlNi sau presați din ferită dură, izotropi, valoarea inducției în întrefier era de ordinul 7 500 Gs, la un volum de întrefier de 0,09 $cm^3$.

Prin trecerea la magneți presați din ferită dură, anizotropi, se realizează, la același întrefier și la un volum de magnet pe jumătate, valori minime de 8 000 Gs și în medie 8 500... ...9 000 Gs.

În anul 1964 s-a fabricat un nou tip de difuzor, difuzorul E2 cu caracteristici superioare.

În proiectarea circuitului magnetic s-a ținut seama de studiul făcut cu privire la influența valorii inducției în întrefier asupra performanțelor difuzorului și anume : s-a făcut întîi un calcul pe baza primului criteriu de alegere a valorii inducției, apoi pe baza celui de al doilea s-au comparat rezultatele și s-a ales o soluție intermediară astfel, încît să rezulte performanțe bune la un preț de cost redus.

BIBLIOGRAFIE


[1] BRIGGS, G. A. *Haut parleurs* — Societé des editions radio, Paris, 1961

[2] MARINESCU, M. și APOSTOL, P. *Difuzoare electrodinamice*, București, Editura Academiei R.P.R., 1957.

[3] MOIR, Z. *High quality sound reproduction*, Londra, Chapman, 1958.

[4] NECȘULEA, A. *Electroacustica în sonorizare*, București Editura tehnică, 1963.

[5] OLSON, H. F. *Acoustical Engineering*, D. Van Nostrand Company — Ing., 1957.

[6] *** *Acustica — terminologie*, STAS 6533, anul 1962

Ing. DUMITRU CODĂUȘ

# Controlul protectoarelor în exploatare

### Generalități

Supratensiunile care pot apărea în liniile de telecomunicații și care pot fi primejdioase pentru personal și instalații sînt foarte diferite ca origine, ca valoare și ca durată.

Astfel în ceea ce privește originea, se deosebesc supratensiuni datorită efectelor unor fenomene naturale și supratensiuni datorite efectelor liniilor electrice de transport și distribuție de energie sau de tracțiune electrică. Supratensiunile de origine atmosferică pot fi încărcări capacitive, supratensiuni datorite loviturilor directe de trăsnet, supratensiuni datorite efectelor inductive ale descărcărilor. De asemenea, în anii de activitate solară intensă, primăvara și toamna în special, se produc așa-numitele furtuni magnetice, care și ele pot provoca supratensiuni în liniile de telecomunicații. În timpul unor furtuni magnetice s-au constatat gradiente de potențial ale pămîntului de 1,5...5 V/km, la un curent de 0,3...0,8 A. Ca urmare a acestui fapt tensiunile induse în liniile de telecomunicații au depășit în unele cazuri 600 V, ceea ce a dus la întreruperea telecomunicațiilor telefonice și telegrafice pe acea perioadă [2].

Supratensiunile datorite liniilor electrice învecinate nu apar nici ele în liniile de telecomunicații într-un singur fel. Ele pot apărea ca efecte de inducție în regim de funcționare sau în regim de scurtcircuit al liniilor electrice sau ca efect al atingerii directe accidentale între aceste linii și liniile de telecomunicații. De asemenea, la încrucișări se pot produce descărcări accidentale din liniile de energie în cele de telecomunicații, în special cînd în liniile de energie apar supratensiuni de origine atmosferică.

În ce privește valoarea și durata, supratensiunile sînt de asemenea foarte variate. Astfel, loviturile directe de trăsnet și influența inductivă a descărcărilor atmosferice din vecinătatea unei linii se caracterizează prin tensiuni și intensități foarte mari — pînă la milioane de volți și la sute de mii de amperi în primul caz și pînă la sute de kilovolți și sute de amperi în al doilea caz — dar de durate foarte scurte, de ordinul zecilor de microsecunde [1]. Tensiunile induse de cîmpul curentului de scurtcircuit al liniilor de energie învecinate pot atinge ordinul kilovolților, iar durata lor este de ordinul mai multor zecimi de secundă sau al secundelor. Tensiunile induse de către liniile de distribuție de energie sistem două conductoare -pămînt sau de către liniile de tracțiune electrică pot atinge valori periculoase, de ordinul mai multor zeci sau al sutelor de volți, chiar în regimul normal de funcționare al acestor linii, adică timp îndelungat. Tot timp îndelungat pot acționa supratensiunile datorite atingerilor directe cu liniile de energie, în special liniile de joasă tensiune.

Este greu ca un dispozitiv să realizeze protecția contra tuturor acestor supratensiuni. Folosirea dispozitivelor de protecție în liniile de telecomunicații se completează cu alte măsuri de protecție, de pildă măsuri de întărire a construcției liniilor de energie la încrucișări în scopul reducerii riscului de contact direct [3], alegerea de trasee suficient de depărtate, trecerea liniilor aeriene în cablu pentru reducerea efectelor de inducție etc.

### Protectoarele și sfera controlului lor în exploatare

O categorie de dispozitive de protecție larg folosită este cea a diferitelor protectoare sau descărcătoare, conectate între conductoare și pămînt, asociate sau nu cu siguranțe și bobine termice. Prin protectoare sau descărcătoare se înțeleg dispozitive care transformă total sau parțial energia cîmpului electric al undei de tensiune periculoasă în energie de cîmp magnetic cu tensiune redusă față de pămînt. Aceasta se realizează prin străpungerea spațiului disruptiv între doi electrozi. Spațiul disruptiv poate fi aerul — de exemplu în cazul protectoarelor cu cărbune, al eclatoarelor, al protectoarelor cu carbură de siliciu — sau gazele rarefiate — cazul protectoarelor cu gaze. Felul și tipul protectoarelor se aleg în funcție de situațiile cărora trebuie să le facă față, nu oricare protector fiind eficace pentru toate cazurile.

Experiența de exploatare arată că pentru a se putea conta pe protecția oferită de aceste dispozitive, ele trebuie bine supravegheate și controlate periodic în special după furtuni cu descărcări electrice puternice.

Desigur că nu este necesar ca aceste controale să se extindă la toți parametrii sau caracteristicile care ar trebui verificate la încercările de tip sau de lot ale protectoarelor [4]. Este clar, de exemplu, că nu are rost controlul dimensiunilor, că nu se poate face controlul presiunii gazului etc. Rămîne de examinat problema controlului caracteristicilor electrice ale protectoarelor.

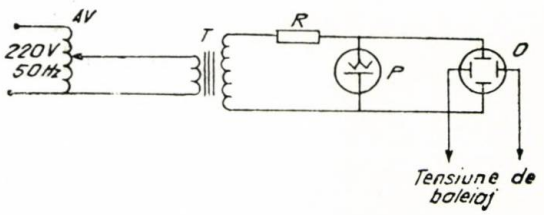



Fig. 1. *Schema protectorului studiat*

La aceasta ne va ajuta examinarea unor fenomene din montajul din figura 1, în care $AV$ este un autotransformator variabil pentru reglarea tensiunii, $T$ este un transformator ridicător de tensiune, $P$ este protectorul studiat, iar $O$ este un osciloscop [5]. Dacă amplitudinea tensiunii de la ieșirea transformatorului $T$ este suficient de mică, oscilograma va fi o sinusoidă. Dacă, dimpotrivă, tensiunea este suficient de mare, oscilograma (fig. 2) va avea o formă ce depinde de va-

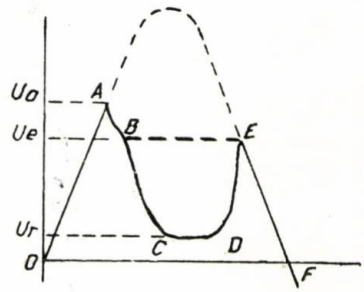



Fig. 2. *Oscilogramă*

loarea rezistenței $R$, și anume o formă între curba OABCDEF (cazul cînd rezistența $R$ este mică și curentul pe care îl poate debita montajul este mare) și curba OABEF (cazul cînd $R$ este mare). Aceasta înseamnă că pînă la o anumită tensiune aplicată, protectorul prezintă o rezistență mare, nu este conductor. Dacă tensiunea crește, protectorul devine conductor. În protector s-a amorsat descărcarea, la tensiunea $Ua$ — tensiune de aprindere. Dacă montajul poate debita un curent mare, descărcarea are un caracter de arc și tensiunea la bornele protectorului scade mult, pînă la valoarea $Ur$ — tensiune reziduală de arc. Dacă, dimpotrivă, curentul este suficient de limitat, descărcarea este lentă, în efluvii, iar tensiunea la bornele protectorului — tensiune de efluvii, $Ue$ — are o valoare apropiată de cea a tensiunii de aprindere. Ea este de ordinul a 90 % din valoarea acesteia. Protectorul se ilumineză și în acest caz.

Tensiunea de aprindere $Ua$ este un parametru esențial al protectorului.

Ea trebuie să fie suficient de mare pentru ca protectorul să nu acționeze la tensiunile de lucru din circuit și suficient de mică pentru ca protectorul să acționeze în cazul tensiunilor periculoase. Tensiunea de aprindere depinde de mulți factori și nu se menține întotdeauna destul de stabilă în exploatare. Este neapărat necesar să se controleze dacă ea se menține în limitele admisibile. Tensiunea de efluvii, $Ue$, nu este un parametru esențial în asigurarea protecției. Ea este apropiată de cea de aprindere și nu trebuie neapărat controlată în exploatare. În ceea ce privește tensiunea reziduală de arc, ea

este un parametru mult mai puțin sensibil decît tensiunea de aprindere și deci controlul tensiunii de aprindere face inutil controlul tensiunii reziduale.

Celelalte caracteristici electrice importante la verificarea de tip (capacitatea termică, întîrzierea la aprindere și timpul de restabilire) nu este necesar să fie controlate periodic în cazul exploatării. Faptul că unele protectoare prevăzute cu lamele bimetalice de contact rămîn uneori în scurtcircuit după ce au acționat face însă utilă în exploatare existența unei posibilități de verificare simplă a izolației la tensiuni mici.

Așadar în exploatare trebuie controlat izolamentul protectorului (lipsa de scurtcircuit) și tensiunea aproximativă de aprindere.

**Aparat pentru controlul protectoarelor în exploatare**

În acest scop autorul a realizat un aparat portabil de control pentru protectoarele de mică și mare putere cu doi sau trei electrozi. În figura 3 este dată schema de principiu a acestui

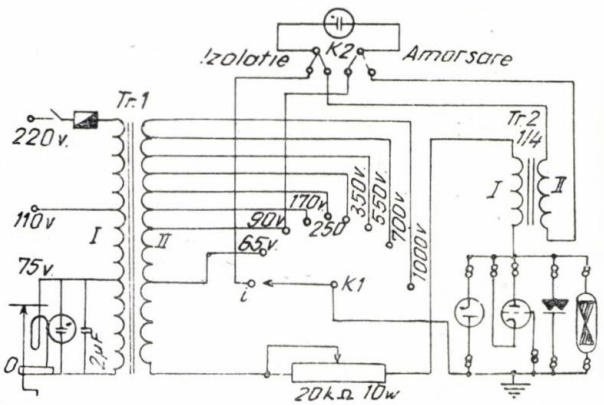



Fig. 3. *Schema de principiu a aparatului de verificat protectoare de mică și mare putere*

aparat. El se compune din piese ușor de procurat. S-a urmărit ca aparatul să fie cît mai simplu și robust, pentru a putea lucra atît în condiții de laborator cît și pe teren, motiv pentru care și alimentarea lui se face de la rețeaua electrică sau de la o sursă electrică independentă — în cazul de față un inductor telefonic. În același scop un eventual voltmetru a fost înlocuit cu un tub cu neon ca indicator. După cum se vede în fotografia din figura 4, aparatul este înzestrat cu socluri pentru verificarea tuturor tipurilor de protectoare mai larg folosite în rețeaua noastră, precum și cu un soclu pentru verificarea continuității siguranțelor opace. Transformatorul *Tr* 2 servește la alimentarea tubului cu neon. Cu potențiometrul de 20 kΩ se poate regla fin tensiunea de aprindere a protectorului. Aparatul mai conține : un transformator cu înfășurarea primară calculată pentru 75 V—16 per/sec și pentru 120—220 V și cu prize în secundar pentru tensiuni în trepte de la 0 la 1 000 V ; un transformator *1 :4* ; un comutator rotativ ; un comutator 2×2 contacte și două tuburi cu neon de 75 V. Piesele se montează conform schemei pe un șasiu metalic ce se introduce într-o cutie (figura 5). Pentru efectuarea controlului se procedează în modul următor : după ce s-a introdus protectorul de verificat în sectorul respectiv sepune comutatorul (K.1) pe poziția „i" și (K.2) pe poziția „izolație". Alimentîndu-se aparatul de la inductorul de telefon (75 V) sau de la rețea (220 V), dacă izolamentul elementului de verificat este nesatisfăcător sau prezintă scurtcircuit, se va aprinde tubul cu neon din circuitul (K.2).

În cazul contrar, se trece la controlul tensiunii disruptive (de amorsare) a protectorului. Pentru aceasta se procedează astfel : comutatorul (K.2) se așază pe poziția „amorsare", și astfel tubul cu neon se intercalează în circuitul secundar al transformatorului Tr. 2, care are raport 1 :4. Comutatorul (K.1) se rotește pînă la poziția la care va ilumina protectorul cu gaz și, concomitent cu el și tubul cu neon.

În același fel se poate determina și valoarea aproximativă a tensiunii de străpungere a unor straturi subțiri de material

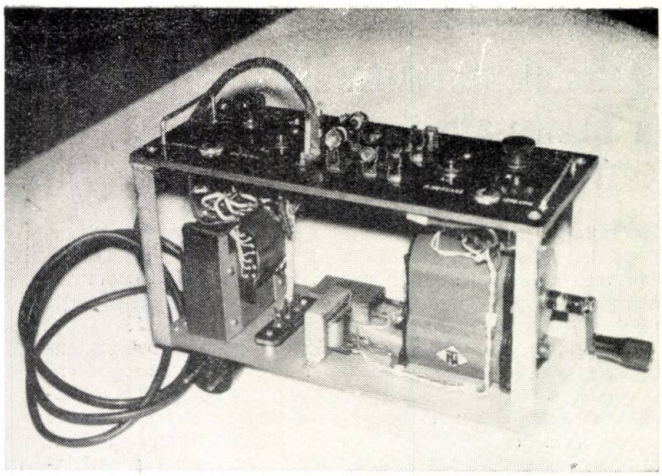


Fig. 4 *Vedere interioară a aparatului*

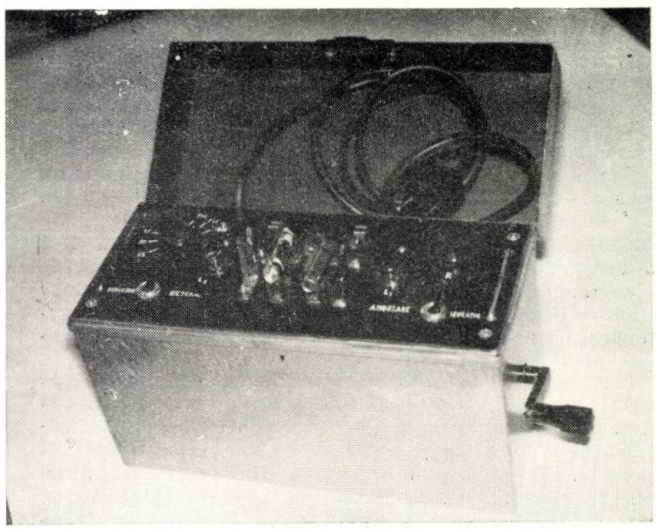


Fig. 5. *Fotografia aparatului introdus în cutie*

izolant (hîrtie, policlorură de vinil). Tot cu ajutorul acestui aparat se mai poate regla spațiul disruptiv la protectoarele cu cărbune în funcție de valoarea tensiunii necesare. De asemenea cu el se poate sesiza izolamentul slab între firele unui circuit sau între fir și pămînt la liniile și cablurile de telecomunicații.

Acest aparat a fost experimentat și actualmente este folosit curent în exploatarea instalațiilor de telecomunicații.

BIBLIOGRAFIE


[1] MARK, D. *Unele aspecte ale protecției împotriva supratensiunilor atmosferice a liniilor de foarte înaltă tensiune*, Energetica, nr. 7, 1963, p. 320...323.

[2] OGULICEANSKII, G. G. *Influența furtunilor magnetice asupra circuitelor de telecomunicații*, Vestnik Sveazi, nr. 7, 1960, p. 10...11.

[3] SUCIU ȘI DIACONESCU G., *Rețele, linii, cabluri de telecomunicații*, Editura de stat didactică și pedagogică, București, 1961.

[4]. MIHAILOV, RAZUMOV și HVOROV S. A. *Protecția instalațiilor de telecomunicații împotriva influenței electromagnetice a liniilor de înaltă tensiune*, Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, București 1963.

[5] C.C.I.T.T. *Directive privind protecția liniilor de telecomunicații împotriva acțiunilor dăunătoare ale liniilor electrice U.I.T. 1963.*

[6] NOVOSELOV, S. A. *Folosirea dispozitivelor de protecție la liniile aeriene de telecomunicații*, Vestnik Sveazi, nr. 7, 1962, p. 11...12

Ing. VLADIMIR BRUNȘTEIN

# Realizarea liniilor în cazul transmisiilor unidirecționale

În numeroase cazuri practice, semnalele sînt transmise pe linii terminate pe o impedanță oarecare, întrucît reflexiile nu sînt supărătoare. În aceste situații generatorului de semnal îi este oferită ca sarcină o impedanță complexă, de aceea tensiunea la bornele generatorului (deci și puterea în linie) depinde de frecvență. În același timp funcționarea unui egalizor pentru compensarea atenuării liniei nu va fi posibilă, deoarece tipurile obișnuite de egalizoare (Γ, X sau TP) au nevoie de o sarcină constantă și rezistivă. Pentru a asigura funcționarea unui astfel de egalizor, ca și pentru a asigura o tensiune independentă de frecvență la bornele generatorului, va fi necesară transformarea impedanței complexe de intrare într-o impedanță rezistivă.

Una dintre posibilități este conectarea unui sistem diferențial și a unui circuit de echilibrare. Metoda aceasta este nepractică, deoarece transformatorul diferențial este scump, iar volumul lui mare necesită modificări în echipament, uneori greu de executat. În cele ce urmează se expune o metodă mai economică.

Soluția prezentată constă în realizarea unui cuadripol de corecție care să aibă ca sarcină impedanța de intrare a liniei și să ofere la bornele de intrare o impedanță rezistivă.

Pentru realizarea acestui cuadripol se folosește o teoremă mai puțin întîlnită în practica telecomunicațiilor, teoremă enunțată de Prof. Constantinescu cu care stabilește condițiile de obținere a dipolilor complementari și al cărui enunț este :

„Considerînd o rezistență $R$ și o impedanță $Z$ puse în serie, respectiv în paralel, se obțin impedanțele :

$$Z_S = R + Z \text{ și } Z_P = \frac{RZ}{R+Z}$$

precum și inversele lor

$$Z_S^x = \frac{R^2}{Z_S} = \frac{R^2}{Z+R}$$

și respectiv :

$$Z_p^x = \frac{R^2}{Z_P} = \frac{R(R+Z)}{Z}$$

Corectînd impedanța $Z_P$ în serie cu inversul impedanței $Z_S$ sau, corectînd impedanța $Z_S$ în paralel cu inversul impedanței $Z_P$, se obține o valoare rezistivă egală cu $R$.

Impedanțele $Z_P$ și $Z_S$ sînt deci complementare cu impedanța $Z_S^x$, respectiv $Z_P^x$.

Aplicînd această teoremă la o impedanță de intrare în linie se pot afla impedanțele complementare ei. Conform teoremei vor rezulta două scheme de corecție a impedanței $Z_{in}$ (fig. 1, *a* și *b*).

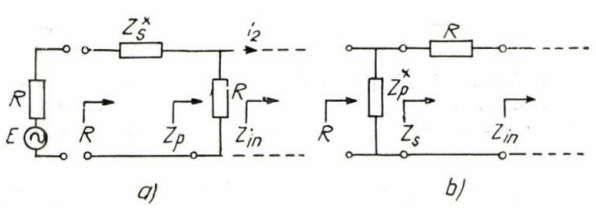



Fig. 1. *Scheme de corecție a impedanței* $Z_{in}$.

Cazul convenabil practic este cazul *a*, deoarece acesta permite realizarea mai simplă a unui cuadripol echilibrat, ceea ce este important pentru evitarea diafoniilor.

Un parametru necesar calculului atenuării compuse este exponentul de inserție dat de relația (fig. 2) :

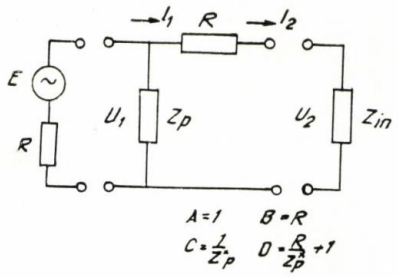



Fig. 2. *Cuadripolul de corecție al impedanței.*

$$(1)\ g_i = ln\frac{Z_t}{R + Zin}$$

unde

$$Z_t = \frac{E}{I_2}$$

Din ecuațiile cuadripolului și ținînd seamă că

$$Z_P^x = R + \frac{R^2}{Z_{in}}$$

se obține :

$$Z_t = 2(R + Z_{in})$$

În consecință exponentul de inserție va fi constant și egal cu :

$$g_i = ln\,2$$

Atenuarea compusă se calculează din relația generală :

$$g_c = g_i - ln\frac{2\sqrt{R\,Z_{in}}}{R + Z_{in}}$$

care în cazul nostru devine :

$$g_c = ln\,2 - ln\frac{2\sqrt{R\,Z_{in}}}{R + Z_{in}} = ln\frac{R + Z_{in}}{\sqrt{R\,Z_{in}}}$$

Prin introducerea unui cuadripol de acest tip se obține un efect suplimentar de îmbunătățire a caracteristicii atenuării funcție de frecvență, permițînd micșorarea adîncimii de corecție a egalizoarelor. Aceasta reiese din faptul că $Z_{in}$ scade cu creșterea frecvenței, iar $g_c$ scade cu $Z_{in}$ pînă cînd $Z_{in} = R$, unde atinge minimul. Practic acest minim e situat la frecvențe mari, deoarece de regulă :

$$R < (Z_{in})$$

**Cazuri practice**

Din cele de mai sus rezultă că rezolvarea practică a problemei constă din măsurarea impedanței $Z_{in}$ și calcularea unui dipol cu elemente concentrate care să imite în bandă cu aproximația cerută spre a se putea realiza impedanța inversă $Z_{in}^x$. În cazul general, pentru calcularea dipolului cu elemente concentrate se poate folosi o metodă analitică [3].

Cazul cel mai frecvent este cel al unei linii în cablu (urban sau interurban). În această situație se poate folosi o metodă grafică foarte comodă de imitare a funcției impedanței de intrare.

În figura 3 e reprezentat hodograful impedanței de intrare. O aproximare practic satisfăcătoare se poate face considerînd figura un semicerc. Acest semicerc reprezintă hodograful unui dipol cu trei elemente desenat în figura 4.

Din figura 3 se vede că valorile $R_0$ şi $R_1$ se pot citi direct pe grafic, deoarece la $\omega = 0\ Z_{in} = R_0 + R_1$, iar la

$$\omega \to \infty \quad Z_{in} \to R_0$$

Pentru dimensionarea condensatorului $C$ se face o construcţie grafică suplimentară, trasîndu-se semicercul care trece prin punctele $A$ şi $B$ şi care are diametrul pe axa imaginară ridicată din punctul $A$.

Segmentul $AE$ reprezintă impedanţa capacităţii la frecvenţa punctului

$$B\ [2] \cdot \text{Deci}: \quad C = \frac{1}{\omega_B \cdot AE}$$

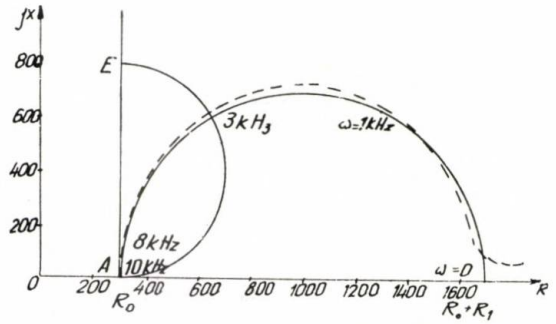



Fig. 3. *Hodograful impedanţei de intrare în linie*

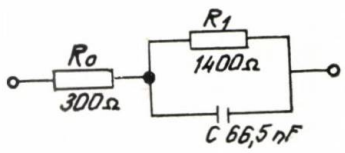



Fig. 4. *Hodograful unui dipol cu trei elemente*

Avînd aceste date şi calculînd inversul dipolului din figura 3 se obţine schema cuadripolului de corecţie desenat în figura 5.

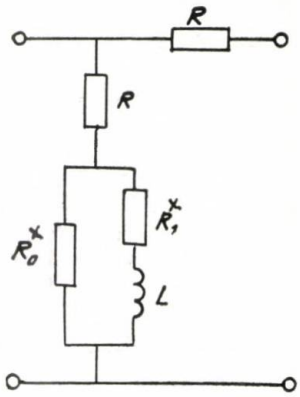



Fig. 5. *Schema cuadripolului de corecţie*

Pentru mărirea preciziei de imitare a impedanţei de intrare se poate folosi un dipol cu 5 elemente, utilizînd metoda grafică ceva mai complexă expusă în [2].

Metoda indicată mai sus a fost utilizată în reţeaua de distribuţie a programului de radioficare spre staţiile de amplificare raionale. Această distribuţie se face cu un amplificator al staţiei centrale care transmite programul simultan pe mai multe linii, conectate în secundarul transformatorului de ieşire. Considerînd liniile de lungimi aproximativ egale (deci cu desegalizări aproximativ egale), se poate face corecţia impedanţei la bornele primarului transformatorului de ieşire al amplificatorului, montîndu-se apoi un singur egalizor comun.

Impedanţa de sarcină a amplificatorului măsurată la bornele primarului transformatorului de ieşire are o variaţie cu frecvenţa reprezentată în figura 6.

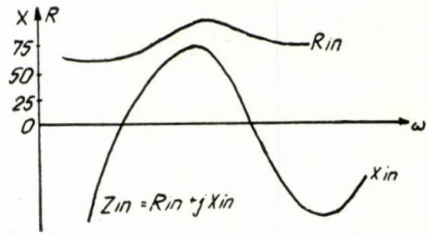



Fig. 6. *Variaţia impedanţei de intrare a amplificatorului de măsurată la bornele primarului transformatorului de ieşire în funcţie de frecvenţă*

Dipolul cu elemente concentrate care imită această impedanţă are forma din figura 7, *a*. Corectorul rezultat din acest dipol e desenat în figura 7, *b*. Eficacitatea acestui cuadripol se vede în figura 8 în care curba *a* reprezintă nivelul la ieşire a amplificatorului direct pe primarul transformatorului, iar curba *b* acelaşi nivel în cazul intercalării cuadripolului de corecţie.

Corecţia impedanţei de sarcină (transformarea ei într-o impedanţă rezistivă şi constantă) a amplificatorului permite în acelaşi timp şi funcţionarea corectă a circuitelor de ridicare a nivelului frecvenţelor înalte aflate în amplificator.

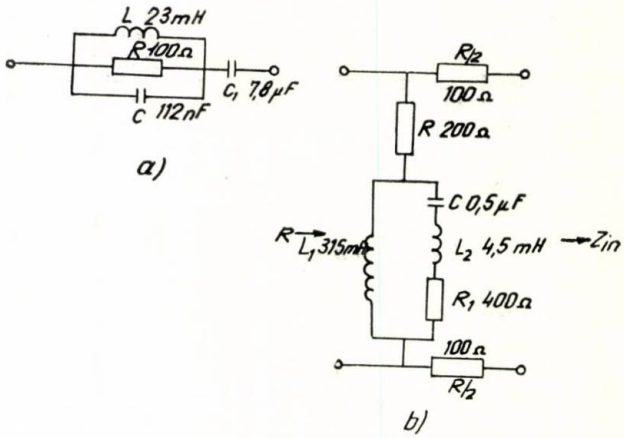



Fig. 7. *Dipolul cu elemente concentrate: a-impedanţa de intrare; b — cuadripolul de corecţie.*

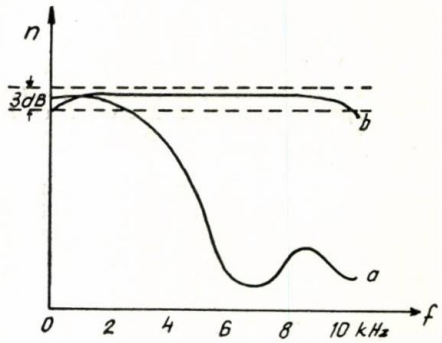



Fig. 8 *Curba eficacităţii cuadripolului de corecţie: a-nivelul la ieşirea amplificatorului direct pe primarul transformatorului, b-nivelul în cazul intercalării cuadripolului de corecţie.*

Aplicarea acestei metode de corecţie a permis îmbunătăţirea transmisiei programelor radio în reţeaua de radioficare din Bucureşti.

Ing. ION ONCESCU

# Considerații privind ventilarea încăperilor de acumulatori staționari

Ventilarea încăperilor de acumulatori este necesară pentru eliminarea degajărilor de gaze ce se formează cu ocazia încărcării bateriilor de acumulatori.

Degajările de gaze ce iau naștere cu ocazia încărcării bateriilor de acumulatori depind de capacitatea bateriei și de numărul de elemente montate în încăperea bateriilor. Degajările de hidrogen și oxigen sînt foarte intense către sfîrșitul încărcării. În cazurile de supraîncărcare a bateriei de acumulatori acești vapori sînt însoțiți și de vaporii de acid sulfuric. Concentrația de vapori de acid sulfuric, hidrogen și oxigen din încăperea acumulatorilor depinde de volumul încăperii, de capacitatea bateriei și de numărul de elemente supuse la încărcare în încăperea respectivă.

Pe lîngă faptul că sînt dăunătoare sănătății, degajările de gaze ce iau naștere cu ocazia încărcării bateriei de acumulatori, formează cu aerul amestecuri explosive periculoase. Pentru ca munca să se desfășoare în condiții normale este necesar a asigura încăperii acumulatorilor un sistem de ventilare corespunzător, care să asigure respectarea măsurilor impuse de NPCI și Inspecția de stat pentru problemele de protecția muncii.

Ventilarea încăperilor bateriei de acumulatori poate fi asigurată prin ventilare naturală sau prin ventilare forțată (mecanică)

Ventilarea naturală nu se poate aplica la orice încăpere de acumulatori întrucît ea este condiționată de greutatea specifică a aerului din interiorul și exteriorul sălii precum și de acțiunea presiunii vîntului. Aerația se face prin orificiile din pereții sau ferestrele încăperii și ea nu este posibilă la încăperile de acumulatori plasate în subsolul clădirilor. Se recomandă a se folosi împotriva prafului la orificiile din pereți sau ferestre filtre de aer.

Ventilarea mecanică se poate aplica la orice încăpere de acumulatori, iar schimbul de aer dintre exteriorul și interiorul unei încăperi se face cu ajutorul unui ventilator.

Alegerea tipului instalației de ventilare se face după modul de amplasare a încăperii bateriei de acumulatori și după cantitatea de gaze degajată la încărcarea bateriilor de acumulatori.

La proiectarea instalației de ventilație pentru încăperile de acumulatori trebuie avute în vedere următoarele :

1. Concentrația maximă admisibilă în 8 ore de muncă de ceață de acid sulfuric ($H_2SO_4$) și anhidridă sulfurică ($SO_3$) să nu fie mai mare de 0,002 mg/l, limită superioară admisă de Inspecția de stat pentru problemele de protecția muncii.

2. Pentru a avea o garanție împotriva exploziei, cantitatea de hidrogen (H) degajat cu ocazia încărcării trebuie să nu fie mai mare de 8 %.

Aceste cifre se asigură numai prin introducerea de aer proaspăt în încăperea acumulatorilor și evacuarea aerului toxic. În acest sens se calculează volumul de hidrogen (Vh) care se elimină la încărcarea bateriei de acumulatori într-o oră după formula :

$$Vh = 0{,}45 \cdot 10^{-3} (I_1\ n_1 + I_2\ n_2 + \ldots + I_n\ n_n),\ \text{Nm}^3/\text{h} \quad (1)$$

de unde :

$I$ = curentul de încărcare al bateriei respective în A
$n$ = numărul elementelor bateriei supuse la încărcare

Ex : Într-o sală avem : 2 baterii de 24 volți tip L10
2 baterii de 228 Volți tip L2
2 baterii de 48 volți tip L20.

Se pot pune la încărcare în același timp următoarele baterii :

1 baterie de 24 volți (12+1 elemente) cu un curent maxim de încărcare 111 A.

1 baterie de 48 volți (24 + 1 elemente) cu un curent maxim de încărcare 180 A.

1 baterie de 228 volți (114 + 1 element) cu un curent maxim de încărcare 18 A.

Dimensiunile încăperii bateriilor sînt : $6 \times 4{,}6 \times 3{,}2$ m

$Vh = 0{,}45 \cdot 10^{-3} (I1n1 + I2n2 + \ldots + In\ n_n \cdot) = 0{,}45 \cdot 10^{-3}$
$(111 \times 13 + 180 \times 25 + 18 \times 115) = 3{,}62$ N· m³/h.

După aceasta se calculează cantitatea necesară de aer ($V_{aer}$) ce trebuie introdusă în încăperea acumulatorilor pe oră după formula :

$$V_{aer} = \frac{100}{0{,}7} \text{Vh},\ \text{N} \cdot \text{m}^3/\text{h} \quad (2)$$

În cazul exemplului dat : $V_{aer} = \frac{100}{0{,}7} \text{Vh} = \frac{100}{0{,}7} 3{,}62 =$

$= 520$ N·m³/h

Periodicitatea schimbului de aer (f) depinde de volumul încăperii de acumulatori (V) exprimat în Nm³ și se calculează după formula :

$$f = \frac{V_{aer}}{V} \quad (3)$$

În cazul exemplului dat

$$f = \frac{V_{aer}}{V} = \frac{520}{88} = 6$$

Volumul încăperii de acumulatori (V) = 6 m × 4,6m × $\times 3{,}2\text{m} = 88\text{m}^3$

Calculul cantității de ceață de acid sulfuric ($H_2SO_4$) și anhidridă gazoasă ($SO_3$) degajată în încăperea bateriei de acumulatori într-o oră se poate face după formula

$$q = 650\ \ Sn,\ \ \text{mg/oră} \quad (4)$$

unde

$S$ = suprafața electrolitului unui element exprimat în m²
$q$ = cantitatea de ceață $H_2SO_4$ în mg
$n$ = numărul elementelor care se încarcă
650 = cantitatea de ceață de acid sulfuric eliminată de pe 1 m² de electrolit în timp de o oră la un regim de încărcare normal.

În cazul exemplului dat

$$q = q^1 + q^2 + q^3 = 4.100 + 7.900 + 17.800 = 29.800 \text{ mg}$$

de unde $q\,1 = 650 \quad (208.233)\ .\ 13 = 4.100$ mg
$q\,2 = 650 \quad (208.233)\ .\ 25 = 7.900$ mg
$q\,3 = 650 \quad (209.114)\ .115 = 17.800$ mg

Formulele (1), (2), (3), și (4) sînt recomandate în lucrarea [1].

Pentru a asigura condiții normale spre a nu dăuna sănătății personalului de întreținere a acumulatorilor este necesar a dilua ceața de $H_2SO_1$ sub norma admisă de Inspecția de stat pentru problemele de protecția muncii (0,002 mg /litru). Practic se rezolvă prin introducerea unei cantități de aer în încăperea bateriei de acumulatori care se calculează după formula :

$$V_{aer} = \frac{q}{0{,}002 \cdot 10^3}\ \text{N.m}^3/\text{h}$$

În cazul exemplului dat Vol. aer $= \frac{q}{0{,}002 \cdot 10^3} =$

$$= \frac{29.800}{0{,}002 \cdot 10^3} = 149.\ \text{N m}^3/\text{oră}$$

Periodicitatea schimbului de aer (f) este în funcţie de volumul încăperii de acumulatori (V) exprimat în N m³ şi se calculează după formula

$$f_1 = \frac{V_{aer}}{V}$$

În cazul exemplului dat

$$f_1 = \frac{V_{aer}}{V} = \frac{149}{88} = 1{,}7$$

Periodicitatea obţinută pentru schimbul de aer trebuie să asigure în încăperile de acumulatori menţinerea unei temperaturi care să nu depăşească +35°C.

Absorbţia aerului din încăperea de acumulatori se face prin două orificii (canale) unul plasat în partea superioară a peretelui încăperii şi altul în partea inferioară pe acelaşi perete. Suprafaţa orificiului plasat în partea superioară a încăperii va fi egală cu 2/3 din suprafaţa rezultată din calcul pentru a asigura debitul de aer necesar ventilaţiei normale. Suprafaţa orificiului plasat în partea inferioară a încăperii va fi egală cu 1/3 din suprafaţa rezultată din calcul pentru a asigura debitul de aer necesar ventilaţiei normale.

Introducerea aerului proaspăt în încăperea de acumulatori trebuie să asigure condiţii sanitare şi igenice satisfăcătoare şi să se realizeze prin deschideri situate pe cît posibil pe peretele opus peretelui cu orificiile de absorbţie.

BIBLIOGRAFIE :


[1] I. N. SERIAKOV „*Ventilaţia sălilor de acumulatori*".
[2] L. M. ERICSSON" *When Planning Telephone Buildings*".
[3] Institutul de Cercetări Ştiinţifice pentru Protecţia Muncii.


## NOTĂ

### Observaţii asupra recenziei apărută în revista Telecomunicaţii nr. 5/1964 cu privire la cartea „*Electroacustica în sonorizare*"

de ing. A. Necşulea

**Din partea Editurii tehnice ni se trimit următoarele observaţii referitor la recenzia cărţii „Electroacustica în sonorizare"** de Ing. A. Necşulea.

1. Referitor la cap. 1 se afirmă de către recenzent că are un *caracter conspectiv.*

În realitate acest capitol are un caracter complet din punct de vedere al aspectului practic al problemelor studiate şi cuprinde numai chestiuni clasice. De altfel volumul lucrării nu ar fi permis o dezvoltare mai mare a acestui capitol.

2. Interpretarea de către recenzent a afirmaţiei de la pagina 37 din carte *că ecuaţia undelor într-o dimensiune este valabilă cînd acţionează o singură cauză* este greşită.

De fapt prin afirmaţia din carte se precizează că la deducerea formulelor „valabile în cazul propagării într-un mediu unidimensional" s-a presupus că deplasarea particulelor se datoreşte unei singure cauze, în speţă vibraţiilor unui piston, înţelegînd prin aceasta că s-a luat ca exemplu intuitiv o astfel de cauză a mişcării.

3. Privitor la faptul că la pagina 41 din carte *nu s-a menţionat condiţia rot* $\overline{v} = o$, trebuie arătat că această condiţie s-a presupus îndeplinită, deoarece s-a folosit ecuaţia (2.20), care a fost dedusă în ipoteza micilor deplasări şi care implică rot $v = 0$. De altfel ipoteza micilor deplasări a fost menţionată în repetate rînduri în cuprinsul cărţii.

4. Afirmaţia recenzentului că *explicaţia dată pentru creşterea amplitudinii vitezei şi presiunii în cursul undelor sferice este formală* nu corespunde realităţii.

În cazul considerat scăderea amplitudinii undei cu 1/r este asociată conservării unei puteri medii printr-o suprafaţă centrată pe sursă, dar aceasta nu este obligatoriu pentru orice soluţie cu simetrie sferică a ecuaţiei undelor. Ca atare nu principiul conservării energiei explică dependenţa arătată, ci numai ecuaţia undelor sferice. Conservarea energiei ar fi putut fi satisfăcută şi cu o altă dependenţă de distanţă cum este cazul vitezei dată de relaţia (2.57).

5. Referitor la remarca recenzentului că la pagina 53 se afirmă că *în cazul regimului de unde cvasistaţionare, amplitudinile măsurate apar ca redresate* şi că se ştie *din teoria liniilor că afirmaţia nu este adevărată* trebuie precizat că în carte nu se afirmă de loc că redresarea este specifică undelor cvasistaţionare, ci numai că în figura 2.5 s-a reprezentat grafic „modulul funcţiilor" (toate mărimile *apar* redresate deasupra axei x). Acest mod de reprezentare a modulelor este curent utilizat şi teoria liniilor nu are de ce să infirme această convenţie de reprezentare.

**Redacţia găseşte întemeiate observaţiile primite din partea Editurii Tehnice.**

## ŞTIRI DIN ÎNTREPRINDERI

●La Uzinele Electronica a început producţia radioreceptorului „Carmen 3" S623A superheterodină cu 3+2 tuburi electronice seria noval (ECH81, EBF89, ECL82, EZ80 şi EM80) funcţionînd pe trei game de undă. Radioreceptorul este prevăzut cu claviatură, indicator optic de acord şi este echipat cu un difuzor permanent dinamic de 1 VA eliptic (140×100 mm).

Radioreceptorul se alimentează din reţeaua de c.a de 50 Hz la tensiunile de 110, 120 şi 220V.

Radioreceptorul este montat într-o casetă de placaj furniruit şi lustruit oglindă, cu următoarele dimensiuni : 375× ×230×175 mm.

*Greutatea* receptorului este de 4,5 kg.

Radioreceptorul poate recepţiona următoarele game de undă :

UL 1035—2 000 m (290—150 KHz)
UM 188—566 m (1590—530 KHz)
US 16,7—50 m (18—6 MHz)

*Sensibilitatea maximă* a radioreceptorului pentru o putere de 50 mW la ieşire este de :

UL 150 μV
UM 150 μV
US 200 μV

*Selectivitatea la 1 MHz.* : pentru un dezacord de ± 9 KHz corespunde o atenuare de minim 20 dB.

*Fidelitatea electrică la 1MHZ.* : pentru toate frecvenţele de modulaţie cuprinse între 100—3 000 Hz nivelul la ieşire variază cu cel mult 6dB.

*Gradul de distorsiuni globale*, măsurate pe o rezistenţă neinductivă de 4 ohmi, este de maximum 10% pentru o putere nominală de 1W.

*Consumul* receptorului din reţeaua de c.a. este de maximum 60 VA.

●Un nou produs realizat de Uzinele Electronica este „Generatorul de ton" care servește la instruirea radiotelegrafiștilor în condițiile normale de lucru.

El se construiește în două variante :

— cu 12 locuri de instruire

— cu 24 locuri de instruire

Generatorul de ton oferă posibilitatea de lucru individual sau în colectiv cu audiția în difuzor, în cazul lucrului în colectiv, sau în căști atunci cînd este vorba de lucru în grupuri (colectiv).

El este echipat cu căști și manipulatoare.

Generatorul de ton se poate alimenta de la rețeaua de curent alternativ 50Hz la 220 V sau la 120 V $\pm$ 10%, sau de la o baterie de 9V curent continuu, formată din două baterii de 4,5 V tip B.U.B. legate în serie.

*Consumul maxim* al generatorului este de 90 mA la baterie.

*Puterea maximă* în difuzor este de 0,2 W.

*Tensiunea de ieșire* pe linie este de 1,5 V.

*Frecvența semnalului util* este de 900—1 200 Hz $\pm$ 10%.

*Frecvența semnalului perturbator* este de 900—1 200 Hz $\pm$ $\pm$10%.

## NOTE TEHNICE EXTERNE

**Transmisiuni de energie electrică la distanță prin unde radioelectrice**

Un mic elicopter — cu deschiderea elicilor de circa 1,5 m — poate fi alimentat cu energie electrică printr-un fascicul de microunde concentrat asupra lui ; energia recepționată pe o suprafață de cca 0,5 m.p. este redresată de o rețea de diode semiconductoare și pune în mișcare un motor de curent continuu. Elicopterul miniatură este folosit pentru observații necesare aviației și denotă mari avantaje prin lipsa de piese mecanice grele, telecomanda simplă și întreținerea extrem de redusă. Undele radioelectrice dirijate încep să întregească rețeaua de distribuție electrică.

(Din „British Comm. and Electronics", decembrie, 1964)

**Laseri modulați în fază**

În laboratoarele Bell s-a descoperit un procedeu de modulație în fază a fasciculelor de lumină : fasciculul este condus paralel cu o joncțiune plană a unei diode semiconductoare cu fosfură de galiu, căreia i se aplică o tensiune de polarizare modulată. O amplitudine de 31 V a acestei tensiuni a dat o defazare de 140° pentru lumina monocromatică verde pe un parcurs de 0,6 mm. Modulația de fază realizată se poate transforma ușor în modulația de amplitudine. Cauza fenomenului de modulație pare a fi efectul Pockels, adică variația liniară a vitezei de propagare într-un cristal piezoelectric cînd variază cîmpul electric aplicat. Frecvențele de lucru la care acest efect este puternic coincid cu cele ale laserilor.

(Din „British Comm. and Electronics, decembrie, 1964)

**Centrala telefonică automată cu programare**

În curînd se va pune în funcție în Statele Unite ale Americii o centrală telefonică automată, elaborată experimental de concernul Bell, avînd comenzi programate și depozitate într-o memorie. Programarea permite introducerea de numeroase prestații speciale, neobișnuite în centralele automate electromecanice, de exemplu : formarea prescurtată a numerelor uzuale (3—4 cifre în loc de 7—10 cifre) ; chemarea succesivă a mai multor abonați pentru a realiza o teleconferință ; introducerea unui al treilea abonat într-o convorbire prin chemarea lui fără întreruperea convorbirii în curs ; transferul apelurilor la un alt număr, automat, cînd abonatul nu este acasă ; informarea abonatului care vorbește cînd altcineva încearcă numărul lui de telefon etc. Firma Bell intenționează ca pînă în jurul anului 2 000 să înlocuiască toate centralele electromagnetice cu centrale electronice avînd și aceste funcțiuni.

Comanda centrală este constituită din circuite logice cu tranzistoare și diode semiconductoare. Memoria de programe este constituită din unități „twistor" și are o capacitate de 5,8 milioane biți. Memoria temporară (cu funcțiile de registru și de monitor ) este constituită din ferite și are o capacitate de 200.000 biți. Contractele sînt de tipul ferreed și sînt grupate în „table de șah" de cîte 64 intersecții.

Noul echipament are o durată de întreruperi precalculată de o oră în 40 ani ; el este dotat cu rezervare automată activă a principalelor organe și diagnoză automată a defectului.

(Din „British Comm. and Electronics, decembrie, 1964)

**Videoficarea orașelor**

Videoficarea începe să fie aplicată în orașe. Dezvoltînd echipamentul de recepție colectivă pentru blocuri de locuințe, pe care-l produce de mult timp, firma Siemens a realizat distribuția programelor de televiziune în orașul Baden (Elveția) prin cabluri coaxiale, pentru întregul oraș folosindu-se o singură antenă de recepție, iar atenuarea cablurilor fiind compensată prin amplificatoare înserate pe traseu. Distribuția pe cablu asigură protecția față de perturbatorii industriali și uniformitatea calității semnalului primit de abonați mai bine decît radiorecepția.

(Din „Poste e Telecommunicazioni" 10, 1964).

**Noi cunoștințe despre ionosferă**

Cu ajutorul sateliților artificiali sovietici Cosmos I și Cosmos II au fost făcute interesante observații asupra structurii ionosferei. Prin măsurarea efectului Doppler în cursul străbaterii sub un unghi foarte mic a straturilor ionosferice s-au detectat neomogeneități pe orizontală, în special la altitudinea de 100...130 km. Aceste neomogeneități constau în „nori" de densitate electronică diferită, de dimensiuni orizontale de ordinul 100—500 km și cu variații de densități de ordinul 1..4 $10^3$ electroni/$cm^3$/km. Din cauza acestor neomogeneități indicele de refracție în ionosferă se modifică, fluctuațiile lui atingînd pînă la 3—4°.

(Din „Technische Mitteilungen der RFZ", 4/1964)

**O nouă teorie despre emisiunile solare**

Cercetările sovietice recente au arătat că emisiunile solare sînt de natură magnetohidrodinamică, avînd deci o cauză comună cu aceea a protuberanțelor și erupțiilor solare. Corelația erupțiilor cu emisiunile solare manifestă o eficacitate mai mare după amiaza ; efectele în zona E a ionosferei sînt practic simultane cu observațiile vizuale sau le anticipează, pe cînd efectul în zona D apare ceva mai tîrziu.

(Din „Technische Mitteilungen der RFZ", 4/1964)

**Antenă portativă pentru unde decametrice**

Recent a fost demonstrat public în străinătate un nou tip de antenă pentru telecomunicații, cu o bandă de frecvență foarte largă, destinată legăturilor radio pe unde decametrice între stații fixe sau mobile, maritime sau terestre.

Noua antenă este susţinută de un singur pilon, ceea ce o face să fie uşor demontabilă şi reinstalabilă spre deosebire de antenele în polarizare orizontală, care prin construcţia lor, necesită cel puţin doi piloni.

Antena respectivă, logaritmic periodică, are efect directiv şi este compusă din patru plane verticale alimentate decalat; ea poate fi folosită atît la emisie cît şi la recepţie avînd un domeniu de funcţionare între 4...32 MHz cu diagrama de radiaţie orizontală independentă de frecvenţă.

Unghiul de radiaţie al antenei în plan vertical este variabil în funcţie de frecvenţă, ceea ce este un avantaj pentru antenele mobile care trebuie să asigure legături pe diferite lungimi de undă.

(Din „Journal des télécommunications", februarie, 1964)

**Stroboscop electronic de buzunar**

Pentru diverse cercetări şi reglajul aparatelor în mişcare, se foloseşte din ce în ce mai mult stroboscopul. El trebuie să aibă un volum redus pentru a putea fi utilizat în orice loc şi în acelaşi timp trebuie să fie foarte precis.

Stroboscopul de buzunar prezentat este realizat pe baza unui montaj multivibrator echipat cu tranzistorul de tip n.p.n. OC 139 şi cu tranzistorul de tip p.n.p OC 70 sau OC 45. Semnalele de formă dreptunghiulară sînt amplificate de etajul echipat cu tranzistorul OC 76. Trasnformatorul de ieşire este de tipul ridicător de tensiune. Pentru simplitate s-a utilizat un transformator de atac pentru un etaj în contratimp, la care s-a utilizat numai jumătate din înfăşurarea primară. În felul acesta se obţine tensiunea de aprindere de 65 V, necesară tubului cu neon.

Aparatul montat într-o mică cutie este prevăzut cu o oglindă parabolică pentru lampă de buzunar, un întreruptor şi cu butonul potenţiometrului pentru reglarea frecvenţei. Etalonarea se poate face cu un disc stroboscopic. Cu $C = 0{,}05\ \mu F$ se pot obţine frecvenţe între 120 şi 5 Hz.

(Din „Le Haut Parleur", mai, 1964).

# REFERATE

ROULSTON, D. J. şi SCHWINDENHAMMER, M. **Studiul multiplicatoarelor de frecvenţă echipate cu diode cu capacitate variabilă,** Ann. Radioélectr., 19 (1964), nr. 75, ianuarie, p. 30—39, 14 fig., 2 tabl., 6 ref. bibl.

Reactanţa neliniară a diodelor cu capacitate variabilă în funcţie de tensiunea inversă aplicată are avantajul de a avea, la frecvenţe ridicate, pierderi neînsemnate, ceea ce permite convertirea unor puteri mari cu un randament foarte bun. Se studiază funcţionarea diodei în vederea găsirii condiţiilor optime pentru parametrii săi fizici, ţinînd seama de circuitele utilizate (dublare de frecvenţă, triplare de frecvenţă, circuite în cascadă etc.). Considerînd randamentul global şi puterea convertită, se găseşte o valoare optimă a exponentului de neliniaritate. Rezultatele sînt date prin curbe de randament şi de putere convertită, pentru diferite circuite. Se discută cîteva efecte parazite (polarizare, excitare prea puternică) şi se dau rezultatele practice.

BATTAIL, G. **Asupra pragului de recepţie în modulaţia de freevenţă. Estimarea limitei teoretice de îmbunătăţire,** Ann. Télécommun., 19(1964) nr. 1/2, ianuarie-febroarie, p. 21—48, 23 fig., 1 tabl., 35 ref. bibl.

Studiul prezentat se referă la determinarea teoretică aproximativă a poziţiei extreme a pragului de recepţie în modulaţia de frecvenţă cu deviaţie mare. Metoda folosită nu impune cunoaşterea explicită a demodulatorului optim care ar permite să se atingă această limită. Se interpretează efectul de prag în cazul unui sistem de modulaţie continuu, care permite o reducere a zgomotului. Pe baza topologiei în spaţiu a semnalelor şi pe baza reprezentării lui Shannon, se pot distinge doi termeni pentru zgomotul care se întîlneşte după demodulaţie: cel de vecinătate şi cel de eroare. Primul predomină deasupra pragului, iar al doilea dedesubtul lui. Prin egalarea puterilor lor se defineşte pragul de recepţie. Primul se poate evalua prin aproximare liniară, iar al doilea după cuantificarea semnalului modulator. Se studiază aplicaţii ale studiului în cazul sistemelor fără memorie, ajungîndu-se la un model. Pentru deviaţii de frecvenţă, suficient de mari, se poate face un calcul uşor al zgomotului de eroare minimal. Folosind primii termeni în analiză spectrală, se dau cîteva interpretări mai apropiate de aspectul fizic al problemei.

CRYSTAL H., **Celule solare, de siliciu, pentru utilizări terestre** Proc. I.E.E.E., 111 (1964), nr. 1, ianuarie, p. 173—177, 7 fig.

Utilizarea celulelor solare ca surse de energie, concomitent cu avantaje economice, de perspectivă, ridică probleme dificile de proiectare. În primul rînd, avînd în vedere că puterea dată de aceste celule depinde de gradul de iluminare, foarte variabil în timp, ele nu pot fi folosite direct ca generatoare de energie electrică, ci sînt utilizate la încărcarea unor baterii obişnuite. Stabilirea numărului de celule solare necesare pentru încărcarea unei baterii se face pe baza caracteristicii curent-tensiune; operaţia este complicată de variaţia acestor caracteristici cu gradul de iluminare, cu poziţia pămîntului faţă de soare, cu temperatura celulei. Din punct de vedere constructiv pentru aplicaţiile terestre nu există limitări de formă şi greutate; în schimb trebuie utilizate, pentru elementele metalice, materiale rezistente la coroziune şi cu potenţial electrochimic redus. Există limitări în construcţia lentilelor optice de concentrare a luminii, legate de eventualul risc al radiaţiilor înconjurătoare şi de încălzire. Un element critic într-un astfel de aranjament este amplasarea relativă a celulelor, care trebuie să evite umbririle reciproce. În proiectare se ţine seama şi de variaţiile bateriei care se încarcă şi de variaţiile sarcinii.

WALLER, R. **Sceptronul ,** J. Sci. Instrum., 41 (1964), nr. 5, mai, p. 261—262, 2 fig.

Sceptronul este un dispozitiv de recunoaştere bazat pe utilizarea fibrelor optice, folosite ca structuri mecanice rezonante. Dispozitivul este acţionat de orice semnal care poate fi transformat în virbaţii mecanice, de exemplu sunete sau imagini prin explorare. Partea principală a dispozitivului este un mănunchi de fibre optice montat pe un traductor electromagnetic. Fibrele sînt excitate la rezonanţă în funcţie de frecvenţele prezente în semnal. Lumina străbate fibrele transformînd semnalul într-o imagine caracteristică formată din puncte luminoase. Această imagine este recunoscută, în comparaţie cu imaginea corespunzătoare a semnalului prototip care este acumulat într-o mască. Cantitatea de lumină care trece prin mască şi cade pe o celulă fotoelectrică depinde de gradul de asemănare a imaginii obţinute cu prototipul prescris. Celula poate să integreze lumina incidentă într-un

anumit interval de timp, ceea ce este important la recunoaşterea semnalelor al căror conţinut spectral variază în timp, de exemplu, cuvintele vorbite. Folosind fibre cu diametrul de 0,08 mm, lăţimea benzii atinge 20 kHz. Aplicaţiile sceptronului sînt : recunoaşterea cuvintelor, recunoaşterea vorbitorului, diagnoza medicală, seismologia, citirea literelor imprimate etc.

HELCOMBRE, WALDO. **Relee care concurează semiconductoarele,** Electronics, 37(1964), nr. 12, martie, p. 56—60, 17 fig., 3 tabl.

Tendinţa, general manifestată, de înlocuire a releelor electromecanice prin comutoatoare cu semiconductoare nu este totdeauna justificată, avînd de multe ori la bază mai curînd motive psihologice decît tehnice. Noile tipuri de relee elaborate în ultimii cinci ani concurează comutatoarele cu semiconductoare.

Dezvoltarea releelor electromecanice se face în mai multe direcţii : se reduc dimensiunile şi greutatea releelor (acestea putînd fi montate pe circuite imprimate şi ocupînd mai puţin loc decît unele circuite de declanşare cu tranzistoare), se măreşte viteza de comutaţie (ajungînd la 1...20 ms, dar rămînînd în această privinţă mult în urma tranzistoarelor), se măreşte durata de funcţionare (prin utilizarea contactelor cu metale preţioase, izolarea contactelor în capsule pentru a le feri de praful materialului plastic etc., s-a ajuns la $10^9$ contactări ; totuşi, şi în această privinţă releele sînt încă în urma dispozitivelor semiconductoare).

Printre avantajele releelor se numără, de asemenea preţul, mai mic şi , mai cu seamă, comutarea cu mult mai netă decît a dispozitivelor semiconductoare. Rezistenţa releului deblocat este de circa 1 200 M Ω faţă de rezistenţa de 10 MΩ a tranzistorului, iar căderea de tensiune pe releul închis de 10 mV, faţă de rezistenţa de sute de milivolţi pe tranzistor.

WELDON, L. A. şi KOPSKI, R. L. **Diode cu capacitate variabilă folosite pentru realizarea acordului electronic,** Electronics, 37 (1964), nr. 13, aprilie, p. 49—53, 8 fig., 2 tabl.

Diodele cu capacitate variabilă cu tensiunea sînt dispozitive care prezintă pentru tehnica electronică avantaje deosebite în ceea ce priveşte posibilitatea acordului fin al circuitelor rezonante. Ele permit realizarea unor variaţii mari ale acordului în intervale de timp de ordinul milisecundelor, puterea necesară fiind mică (cîţiva miliwaţi). Sînt utilizate de asemenea în circuitele de multiplicare a frecvenţei la niveluri mari de putere şi cu randament bun. O diodă de calitate bună are o capacitate mai mare decît 1 000 pF la 8 V. Dispozitivul este o diodă polarizată în sens invers, a cărei capacitate se modifică în funcţie de tensiunea inversă. Diodele sînt de tip plan, realizîndu-se în modul acesta rezistenţe intrinseci mici şi capacităţi de valoare mare (datorită lărgirii suprafeţei mari a joncţiunii). Diodele plane prezintă următoarele avantaje esenţiale : se pot utiliza în sistemele unde trebuie acordate simultan mai multe circuite, raportul dintre variaţia capacităţii şi variaţia tensiunii este mare, rezistenţa în înaltă frecvenţă este mică, caracteristicile capacitive sînt stabile.

Domeniile de aplicaţie ale diodelor cu capacitate variabilă liniară sînt : receptoarele acordate, filtrele acordate, oscilatoarele de putere mică, punţile capacitive, montajele pentru modularea frecvenţei şi controlul automat al frecvenţei.

În domeniul semnalelor mari, unde dioda lucrează ca un element neliniar, ea poate fi folosită pentru multiplicarea frecvenţei, în amplificatoarele parametrice etc.

TARTAS, JOSEPH. **Bobine acordate prin miez,** Electron. Wld. 71 (1964) nr. 4, aprilie, p.48—50, 4 fig., 1 tabl.

Pentru acordarea pe frecvenţa corectă a circuitelor acordate sînt necesare bobine cu miez ajustabil sau condensatoare trimere. Doi parametri sînt caracteristici bobinelor cu miez : factorul de calitate Q al bobinei (sau al circuitului acordat) şi permitivitatea $\mu$. Factorul de calitate scade prin introducerea miezului, deoarece cresc pierderile. Permitivitatea creşte prin introducerea miezului în bobină şi permite varierea frecvenţei. Producătorii de miezuri indică parametrii şi gamele de frecvenţă recomandabile. Caracteristica miezului depinde de compoziţia materialului. Variaţia cu frecvenţa a caracteristicilor este determinată de raportul dintre lungimea bobinei şi lungimea miezului, de modul de bobinare, dimensiunile spirei, prezenţa înfăşurărilor secundare, terminalele utilizate, poziţia înfăşurării şi raportul dintre diametrul bobinei şi diametrul miezului.

La frecvenţe mari (peste 50 MHz), se utilizează pentru acord miezuri neferoase, care au efect contrar miezurilor feroase, reducînd inductanţa bobinei. Pierderile depind de rezistenţa efectivă a metalului la frecvenţe radio. Factorul de calitate fiind raportul dintre puterea înmagazinată şi puterea disipată pe ciclu este cu atît mai mare cu cît puterea disipată este mai mică. Pierderile se reduc prin argintarea suprafeţei miezului. Gama de frecvenţe de funcţionare a unui miez poate fi extinsă prin utilizarea a două miezuri izolate între ele.

HOLT, A. G. J. **Compararea a cinci metode de proiectare a filtrelor „trece jos" pasive,** Radio Electron. Eng.,27, (1964), nr. 3, martie, p.167—180, 22 fig., 1 tabl., 6 ref. bibl.

Pentru un filtru „trece jos", caracteristica ideală amplitudine-frecvenţă are forma unui dreptunghi, iar caracteristica de fază este o funcţie liniară de frecvenţă. Deoarece pentru filtrele reale este dificilă aproximarea atît a caracteristicii de amplitudine, cît şi a celei de fază cu cea a filtrului ideal, se urmăreşte realizarea optimă numai pentru una din caracteristici. Astfel de aproximaţii pentru caracteristica de amplitudine sînt realizate prin caracteristicile Butterworth şi Cebîşev, în special în filtrele circuitelor de audiofrecvenţă, la care caracteristica de fază nu este importantă datorită insensibilităţii urechii faţă de defazajele diverselor armonice. Cînd însă caracteristica de fază este importantă se încearcă aproximarea defazajului liniar prin caracteristicile de întîrziere monotonă maximă şi cea a distribuţiei polilor pe o dreaptă. Un caz intermediar a fost realizat prin caracteristica lui Papoulis, care ţine seamă şi de caracteristica de amplitudine şi de cea de fază. Din compararea celor cinci tipuri de caracteristice rezultă că pentru o funcţie dreaptă supraceşteri maxime se obţin în ordine pentru filtrele de tip Cebîşev, Butterworth şi Papoulis. Filtrul Papoulis asigură atenuarea maximă în afara benzii de trecere. Filtrul cu întîrzierea monotonă maximă şi cel cu polii pe o dreaptă nu prezintă supracreşteri la aplicarea unei trepte dar atenuarea în afara benzii este mică. Cu cît polii funcţiei de transfer sînt mai aproape de axa imaginară, cu atît supracreşterile sînt mai mari, ele fiind maxime pentru filtrul Cebîşev.

LESK, I. A. **Tehnologia de fabricaţie a circuitelor integrate,** Solid State Technol., (1964), martie, p. 42—47, 3 fig.

Circuitele integrate pot avea fie structuri bazate în întregime pe depuneri de pelicule pe suport de siliciu, fie pe asocierea unor blocuri diferite, bazate la rîndul lor pe procese de depunere de pelicule. În tehnologia circuitelor integrate, procedeele de mascare sînt esenţiale. Se descriu amănunţit diferite tipuri de măşti bazate pe emulsii fotografice pe sticlă sau pe depuneri metalice pe sticlă, şi utilizarea lor în cîteva etape ale procesului tehnologic de obţinere a structurilor semiconductoare respective. Se descrie de asemenea prepararea suportului de siliciu, obţinerea la suprafaţa lui a unui strat de oxid, depunerea unei substanţe fotorezistive la suprafaţă şi iradierea ei cu radiaţii ultraviolete prin intermediul unor măşti ; spălarea chimică a porţiunilor expuse provoacă deschideri prin stratul de oxid pînă la suportul de siliciu, deschideri prin care sînt introduse, în diferite etape şi după anumite scheme de distribuţie, impurităţile de fosfor şi bor printr-un proces de difuziune. Acest proces presupune încălzirea siliciului şi trecerea pe deasupra lui a unui gaz, care antrenează impurităţile respective. Se descrie apoi obţinerea prin metalizări a conexiunilor, precum şi realizarea în cuptoare speciale a unor structuri epitaxiale, adică repunerea stratului iniţial de siliciu pe un substrat de siliciu ; se expun avantajele obţinute astfel.

ROGERS, JOHN şi KING, JOHN. **Circuite logice magnetice,** Electronics, 37 (1964), nr. 17, iunie, p. 40—47, 9 fig., 4 ref. bibl.

Utilizarea multiplă a elementelor magnetice ca dispozitive cu două stări caracteristice şi ca elemente de comutare pe baza ciclului de histerzis dreptunghiular, precum şi în aplicaţii numerice de logică booleană, de numărare, de operaţii aritmetice etc., prezintă o serie de avantaje faţă de aranjamente echivalente, realizate cu tuburi electronice sau cu tranzistoare. Analizîndu-se proprietăţile generale ale dispozitivelor magnetice de memorizare, precum şi diversitatea lor structurală, se insistă asupra avantajelor de siguranţă în exploatare, de comportare bună în prezenţa radiaţiilor sau la creşterea temperaturii, de preţ redus, de structură mai simplă a circuitelor auxiliare etc. Limitările în utilizarea acestor dispozitive sînt cauzate de variaţia formei dreptunghiulare a ciclului de histerezis în domeniul temperaturilor de lucru şi de variaţia forţei coercitive cu temperatura. Se prezintă cîteva tipuri noi de dispozitive de memorizare magnetice care elimină parţial dezavantajele formelor clasice exemplificîndu-se comportarea lor cu performanţele cîtorva echipamente intrate în funcţiune.

ISOLA, MASSIMO. **Distorsiunile**, Radio-Ind., (1964), nr. 295 martie, p. 55—57, 5 fig.

Într-o succintă trecere în revistă a problemelor moderne în legătură cu fidelitatea de redare muzicală se rezumă cauzele distorsiunilor de neliniaritate de amplitudine, frecvenţă şi fază. Se analizează pe scurt metodele de îmbunătăţire a aparatelor de redare (magnetofoane şi picupuri) : separarea canalelor de redare prin utilizarea mai multor difuzoare, pe intervale de frecvenţă precum şi reacţia negativă de curent şi tensiune. Sînt trecute în revistă şi unele probleme în legătură cu distorisionarea în redarea stereofonică, ca diafonia produsă printr-o separare imperfectă a înregistrării pe cele două piste şi greşita distribuire a difuzoarelor de redare în a la de audiţie.

WADDINGTON, D. E. **Metodele fundamentale de măsurare şi avantajele comparative ale sistemelor de măsurare. Măsurări de distorsiune prin metode de intermodulaţie,** Wireless World, 70 (1964), nr. 6, iunie, pag. 271—274, 4 fig., 4 tab., 3 ref. bibl.

Primul scop al unei măsurări de distorsiune este aprecierea posibilităţii unui amplificator sau a altui echipament de a prelucra un semnal. În mod obişnuit se utilizează două metode fundamentale de măsurare a distorsiunilor şi anume : 1) măsurarea distorsiunilor armonice ale unui singur semnal şi 2) măsurarea distorsiunilor de intermodulaţie a două semnale.

Aceasta este metoda cea mai simplă, dar dificultatea ei inerentă constă în faptul că necesită în primul rînd un semnal cu o distorsiune foarte redusă. La aparatele moderne de încercare această dificultate nu este de neînvins, dar dacă trebuie făcute măsurări cît mai precise pentru distorsiuni mai mici de 0,1 %, este nevoie în general să se folosească filtre care să „cureţe" forma undei.

Dat fiind vorba de un semnal pur, există două metode de a măsura distorsiunea armonică. Prima şi cea mai simplă constă în utilizarea unui aparat pentru măsurarea factorului de distorsiune. Aceasta constă în esenţă dintr-un filtru de atenuare reglabil, urmat de un voltmetru. Modul său de funcţionare este următorul : întîi se măsoară semnalul plus inclusiv distorsiunea. Apoi se introduce în circuit filtrul de blocare şi se acordează astfel încît să se elimine fundamentala. Semnalul rezidual, constînd din zgomot şi din armonice este măsurat apoi cu ajutorul voltmetrului. Această măsurare este raportată apoi la prima pentru a se obţine distorsiunea armonică în procente. Dezavantajul principal al acestei metode constă în aceea că distorsiunea este măsurată ca semnal compus unic, fără a se face vreo diferenţiere între armonice. Acest defect poate fi totuşi înlăturat prin observarea semnalelor reziduale pe un osciloscop, ceea ce face posibil să se aprecieze componenţa lor.

Măsurări mai precise ale distorsiunii armonice pot fi făcute utilizînd un analizor armonic (analizor de undă) care măsoară armonicele individuale. Distorsiunea armonică în procente poate fi calculată apoi cu ajutorul unei formule.

Există apoi două metode standardizate de efectuare a măsurilor cu două semnale : C.C.I.F. şi S.M.P.T.E. Aceste metode dau în mod frecvent rezultate mult diferite dar fiecare este foarte utilă în domeniul ei şi adesea este interesant să se utilizeze ambele metode la aprecierea unui echipament. Avantajul principal al metodelor cu două semnale constă în eliminarea necesităţii utilizării semnalelor de probă foarte pure. Un alt avantaj constă în simularea mai apropiată a condiţiilor de exploatare.

În sistemul C.C.I.F. două semnale (denumite „P " şi „Q") de amplitudini egale dar cu o diferenţă de frecvenţă relativ mică sînt aplicate simultan aparatului în probă, prin intermediul unei reţele de combinare adecvate. Semnalul rezultant este controlat de voltmetrul cu citire de vîrf $M_1$ şi introdus apoi printr-un filtru „trece-jos" care elimină semnalele „P" şi Q". Produsele de intermodulaţie de ordin par P — Q, 2 (P — Q), 3 ( (P — Q) etc., trec prin filtru şi sînt măsurate de aparatul $M_2$. Distorsiunea de intermodulaţie, în procente, este dată apoi de o formulă.

Această metodă de măsurare nu dă nici o indicaţie asupra produselor de intermodulaţie de ordin impar (2P — Q), (3P — 2Q), etc. Acestea pot fi cel mai bine măsurate cu ajutorul unui analizor armonic.

Regiunea cea mai indicată pentru aplicare a acestei metode este la extremitatea superioară a benzii de trecere a unui amplificator acolo unde curba de răspuns începe să coboare. Aici analiza armonică simplă tinde să dea rezultate eronate. Precauţiunea importantă de luat la utilizarea metodei C.C.I.F. constă în faptul că frecvenţa de diferenţă aleasă *trebuie* să fie cuprinsă în interiorul benzii de trecere a aparatului încercat.

Metoda S.M.P.T.E. utilizează un semnal de înaltă frecvenţă „P" şi un semnal de joasă frecvenţă „Q", acesta din urmă avînd o amplitudine de patru ori mai mare decît cea a lui „P".

Aceste semnale sînt combinate într-un montaj corespunzător şi sînt aplicate aparatului încercat. Rezultanta trece printr-un filtru „trece-sus" care elimină semnalul de joasă frecvenţă „Q". Semnalul modulat de înaltă frecvenţă constînd din componentele P (P + Q), (P — Q), (P + 2Q) etc. este apoi detectat şi trecut printr-un filtru „trece-jos" care lasă să treacă numai produsele de modulaţie ce sînt apoi redresate şi aplicate la aparatul $M_2$. Amplitudinea acestui semnal este măsurată apoi în procente din semnalul de înaltă frecvenţă, obţinîndu-se astfel distorsiunea de intermodulaţie, în procente. Precauţiunea principală de luat la utilizarea acestui sistem de măsurare este să ne asigurăm că semnalul de joasă frecvenţă este cuprins în interiorul benzii de trecere a aparatului încercat.

Ca şi la aparatul pentru măsurarea factorului de distorsiune, acest aparat nu dă vreo indicaţie dacă distorsiunea se datorează unor componente de ordin impar sau par în caracteristica de transfer. Astfel, deşi aceste metode pot fi suficiente pentru încercarea aparatajului de producţie, proiectanţii vor găsi că un analizor armonic dă rezultate mai semnificative şi deci mai utile.

Din cifrele date se vede într-o tabelă că metoda S.M.P.T.E. este cea mai sensibilă, iar metoda C.C.I.F. cea mai puţin sensibilă.

WOBUS, CHR. **Stadiul tehnicii şi problemele care se pun în domeniul transmisiei datelor,** Nachr. Techn., 14, (1964), nr. 4, aprilie, p. 120—130, 7 fig., 5 ref. bibl.

Datele care trebuie transmise, indiferent de natura lor, au următoarele proprietăţi comune : semnalele sînt polivalente (în majoritatea cazurilor bivalente) şi există posibilitatea apariţiei unor erori foarte greu de depistat, care trebuie eliminate. Transmisia acestor date se face prin reţeaua obişnuită de telecomunicaţii. Se prezintă erorile care pot interveni datorită abaterilor de frecvenţă, atenuării şi întîrzierii în propagare a grupelor de semnale, zgomotelor parazitare, întreruperilor şi perturbaţiilor în propagarea semnalelor. Se prezintă de asemnea, schema-bloc a unei instalaţii

pentru transmiterea datelor, analizîndu-se modul de alegere a semnalului şi a sistemului de modulaţie pentru obţinerea erorilor minime. Viteza de transmisie a datelor se alege în funcţie de necesităţi. Folosindu-se o cale de telegrafie, se pot transmite 22 500 semne/h, iar pe o cale de telefonie, 675 000 semne/h. Pentru eliminarea erorilor se utilizează trei metode şi anume : a) erorile sînt recunoscute la recepţie şi semnalizate ; b) erorile sînt scoase în evidenţă prin compararea semnalelor la recepţie şi emisie, aceste semnale repetîndu-se ;c) informaţiei i se adaugă semnale de probă, care permit nu numai depistarea erorii, ci şi determinarea blocului în care acesta s-a produs.

ERICSSON, E. A. **Abonatul telefonic şi sistemul telefonic,** Ericsson Rev., 41(1964), nr. 1, p. 18—33, 8 fig., 1 tabl., 7 ref. bibl.

Analizîndu-se performanţele unei reţele telefonice automate, se constată posibilitatea existenţei a două mari categorii de defecte : defecte care se produc la formarea numărului (care se manifestă fie prin imposibilitatea obţinerii unei legături, fie prin obţinerea unei legături greşite) şi defecte care se produc în cursul convorbirii. Acestea din urmă sînt mai complexe şi se pot manifesta prin niveluri insuficiente ale frecvenţelor vorbirii, prin niveluri prea mari de zgomot, atenuări nedorite, fenomene de diafonie etc. Se analizează spectrul complex al acestor defecte care pot proveni din defectarea unor blocuri sau ansambluri, în funcţie de distanţa pe care urmează s-o deservească reţeaua, deci de complexitatea echipamentului. Sînt indicate de asemenea diferite metode specifice de determinare şi localizare a acestor defecte.

CHAUVIERRE, M. **Tranzistorizarea televizoarelor,** Télévision, (1964), nr. 143, mai, p. 99—101, 2 fig.

Se arată că tendinţa de tranzistorizare a televizoarelor este accentuată de faptul că pentru televizorul modern, avînd tubul cinescop, cu unghi mare de deschidere, o problemă foarte importantă, pe care o rezolvă tranzistorizarea, este aceea a micşorării încălzirii pieselor. În adevăr, un televizor cu tub cinescop cu ecran şi unghi mare de deschidere, echipat cu tranzistoare, are o putere pînă la 60 W, în timp ce acelaşi televizor echipat cu tuburi electronice are o putere de trei sau patru ori mai mare. Succesul tranzistorizării televizoarelor depinde, în primul rînd, de folosirea unor tranzistoare corespunzătoare pentru funcţionarea în etajele de explorare orizontală şi verticală.

Se prezintă rezultatele obţinute de unele laboratoare în domeniul realizării unor tranzistoare de putere care suportă tensiuni de ordinul sutelor de volţi şi au frecvenţe de lucru adecvate etajelor de explorare.

MOTHERSOLE, P. L. **Nivelul de negru în imaginea de televiziune, corecţia şi stabilizarea la receptoarele de televiziune de uz casnic,** Wireless World, 70(1964), nr. 5, mai, pag. 212—216, 3 fig., 4 ref. bibl.

Defectul principal al unui sistem R.A.A. după nivelul mediu, într-un receptor de televiziune constă în pierderea virtuală a componentei de curent continuu a semnalului video.

În acest articol se descrie o nouă metodă de reintroducere a acestei componente prin producerea unui semnal separat de strălucire plecînd de la ieşirea părţii video şi aplicîndu-l ca semnal de corecţie la grila de comandă a tubului cinescop.

Această metodă măreşte considerabil contrastul scenelor întunecate (low-key) şi simplifică reglarea comenzilor de strălucire şi contrast ale receptorului.

Ca o introducere la această metodă se discută pe scurt problemele legate de sistemul R.A.A. şi de componenta de curent continuu.

Reglajul automat al amplificării după nivelul mediu este acum aproape singurul utilizat în receptoarele de uz casnic produse în Anglia. Această metodă suprimă efectiv componenta de curent continuu a semnalului video. Rezultatul este negativ pentru imaginea prezentată, mai ales cînd imaginea are o valoare medie joasă, ca de exemplu în scenele de noapte întunecată (low key). Cînd este suprimată componenta de curent continuu, nivelul de negru variază în funcţie de conţinutul mediu al imaginii.

Într-un receptor de televiziune, potenţialul pentru R.A.A. trebuie conjugat cu nivelul adevărat al semnalului pentru a se obţine o reglare corectă a amplificării. În cazul modulaţiei pozitive a imaginii nivelul de negru sau palierul spate care urmează impulsul de sincronizare este singura măsură adevărată a amplitudinii semnalului recepţionat. De aceea în sistemul R.A.A. este de o formă de circuit poartă pentru a se preveni influenţarea potenţialului de comandă de către informaţia video.

În practică s-a găsit că performanţele generale ale receptoarelor de televiziune care folosesc reglajul automat al amplificării (R.A.A.) după nivelul mediu sînt saitsfăcătoare. Receptorul de televiziune poate accepta o gamă mare de intensităţi ale semnalului şi variaţiile imaginii provocate de reflectarea pe avioane pot fi minimalizate. Defectul principal al reglajului automat al amplificării după nivelul mediu constă în suprimarea efectivă a componentei de curent continuu a semnalului video.

Metoda normală de stabilizare a nivelului de negru al unui semnal video în echipamentul de emisiune constă în utilizarea unui blocaj comandat sau uneori a unui montaj de refacere a componentei continue atunci cînd impulsurile de sincronizare au amplitudinea constantă. Asemenea montaje pot funcţiona numai cu o sarcină de impedanţă foarte ridicată, cum ar fi grila de comandă a unui tub.

Practica normală la receptoarele de televiziune pentru uz casnic constă din cuplarea în curent continuu a tubului amplificator video cu circuitul detector şi atenuarea componentei de curent continuu a semnalului video. Pentru tubul cinescop se utilizează excitarea catodului întrucît aceasta asigură o pantă efectivă mai mare şi în acelaşi timp separarea impulsurilor de sincronizare este obţinută simplu din forma undei de ieşire video în care ele devin pozitive. De aceea este practic să se încorporeze un singur blocaj sau circuit de refacere numai la grila tubului video.

În practică s-a găsit că imaginea prezentată de un receptor cu nivelul de negru al semnalului video blocat şi avînd un sistem R.A.A. după nivelul mediu este hotărît superioară celei a unui receptor normal. Totuşi s-a constatat că variaţia nivelului de negru în scenele întunecate (low-key) este cel mai serios defect al sistemului R.A.A. după nivelul mediu. De aceea a fost imaginată o metodă de stabilizare a nivelului de negru potrivită pentru un receptor de uz casnic.

Întrucît blocarea obişnuită nu poate fi aplicată într-un amplificator video, este nevoie de o altă metodă care să genereze un semnal de corecţie sau de reglare a strălucirii şi să-l aplice grilei tubului cinescop.

Această metodă pare a fi avantajoasă pentru un receptor de uz casnic întrucît funcţionarea unui asemenea circuit de reglare a strălucirii este independentă de celelalte circuite ale receptorului, inclusiv sistemul R.A.A. şi deci de conexiunea aleasă într-un receptor dublu standard.

Defectul principal al unui sistem R.A.A. de nivel mediu constă în pierderea efectivă a componentei de curent continuu din semnalul video. La receptoarele dublu-standard un sistem R.A.A. de nivel de negru şi prezentarea corectă a nivelului de negru al semnalului cer mai multe reglaje făcute dinainte, incluzînd comutarea dintr-un sistem în altul şi ajustarea critică a reglajuiui de strălucire, ori de cîte ori este variat contrastul imaginii.

Se descrie o schemă simplă de corecţie a strălucirii care întrebuinţează o nouă metodă de a obţine un semnal separat pentru grila tubului cinescop, astfel încît să se stabilizeze efectiv nivelul de negru al imaginii prezentate. Această metodă este independentă atît de circuitul R.A.A. normal al receptorului cît şi de sistemul de lucru conectat. Metoda este foarte eficace la sistemele simple cu nivel mediu, utilizate în receptoarele curente şi combinaţia acestor metode măreşte considerabil contrastul efectiv al scenelor întunecate (low-key). În plus, semnalul de reglaj al strălucirii urmăreşte schimbările în semnalul de excitare video şi reduce necesitatea pentru reglarea manuală a strălucirii atunci cînd se variază contrastul imaginii.

RICHTER, HEINZ **Unităţi moderne de alimentare a osciloografelor catodice cu tensiune înaltă,** Elecktro-Technik, 46 (1964), nr. 7, martie, pag. 31—33.

Tensiunea înaltă stabilizată, necesară pentru alimentarea tuburilor catodice de la osciograf, nu se poate produce în mod economic cu ajutorul unor elemente convenţionale folosite obişnuit în reţeaua de 50 Hz.

Este mai ieftin, mai comod şi mai uşor realizabil într-un spaţiu mai redus, ca alimentarea cu tensiunea înaltă să se facă din generatoarele de frecvenţă medii proprii. În acest articol este descris un montaj oscilant pentru circa 50 kHz.

Problema producerii unei tensiuni relativ înalte pentru tuburile catodice, utilizate la oscilograf, este la fel de veche ca şi oscilograful catodic însuşi. Pentru producerea unei imagini suficient de luminoase şi bine focalizate, tuburile catodice necesită tensiuni anodice cuprinse între 500 V şi 5 kV, iar în cazul accelerării suplimentare, care este astăzi foarte utilizată, mai este necesară o altă creştere de tensiune pînă la circa 12 kV. În afară de aceasta, pentru focalizări mai sînt necesare tensiuni de cîteva sute de volţi. Din punct de vedere tehnic, producerea acestor tensiuni nu prezintă niciun fel de dificultăţi. Apar însă probleme constructive şi economice, care fac ca nu totdeauna cea mai bună soluţie să fie alimentarea de la o unitate de alimentare de la reţeaua de 50 Hz.

La început, tensiunea înaltă necesară tuburilor catodice era produsă cu ajutorul unei unităţi de alimentare de la reţea. În principiu se utilizează patru înfăşurări : $w$, $w_1$, $w_2$ şi $w_3$. Înfăşurarea $w$ este înfăşurarea de reţea, $w_1$ alimentează filamentul, tubul redresor D, $w_3$ este înfăşurarea propriu-zisă de tensiune înaltă, iar $w_3$ serveşte pentru încălzirea filamentului tubului catodic. Acest procedeu este foarte simplu, dar are mai multe deficienţe. Transformatorul este scump din cauza necesităţii de a avea o foarte bună izolaţie, condiţionată de tensiunea înaltă de lucru. Înfăşurarea secundară $w_2$ este aproape neutilizată, din punctul de vedere al curentului care o străbate, deoarece pentru funcţionarea tubului catodic nu sînt necesari decît cîţiva miliamperi. Chiar şi în cazul utilizării unui conductor foarte subţire, acesta nu va fi niciodată utilizat conform secţiunii sale. În afară de cele spuse, mai este dezavantajos şi faptul că înfăşurările $w_1$ şi $w_3$ trebuie să fie perfect izolate, deoarece ele suportă întreaga tensiune înaltă faţă de masă. Un alt dezavantaj este şi faptul că frecvenţa de la reţea este redusă, ceea ce implică dispozitive de filtrare costisitoare şi voluminoase, pentru condensatoarele de încărcare şi filtrare C şi $C_1$.

Atît timp cît tensiunile sînt încă relativ reduse, pînă la circa 2 kV, aceste dezavantaje nu au o pondere prea mare. Cu creşterea tensiunii, creşte însă şi preţul atît al transformatorului cît şi al condensatoarelor. Este adevărat că se poate utiliza eventual un montaj dublor de tensiune. În acest mod se poate obţine tensiunea necesară, plecînd de la înfăşurări generatoare doar de cîteva sute de volţi. Montajul este scumpit însă de celulele redresoare, iar în privinţa condensatoarelor, situaţia nu se modifică. Valorile de capacitate trebuie să fie mari, ceea ce în cazul tensiunilor înalte implică execuţii scumpe şi voluminoase. Montajul dublor de tensiune este totuşi utilizat în osciloografele moderne, evident doar împreună cu tuburile catodice ale căror tensiuni de serviciu nu depăşesc circa 2 kV.

O altă problemă constă în menţinerea constantă a tensiunilor de alimentare. Utilizatorii osciloografelor catodice au devenit foarte pretenţioşi, deoarece astăzi oscilograful nu este numai un aparat de demonstraţie, ci este utilizat şi ca aparat de măsurat, mai mult sau mai puţin exact. Pentru ca măsurările să poată corespunde unor cerinţe mai exigente, trebuie să se asigure o mare independenţă a tensiunilor de alimentare ale tubului catodic, faţă de variaţiile tensiunii de reţea şi de modificările de sarcină. Variaţiile de sarcină apar, spre exemplu, totdeauna atunci cînd se modifică luminozitatea imaginii de pe ecran.

În urma acestei acţiuni se modifică curentul fasciculului, deci şi încărcarea sursei de tensiune înaltă.

La redresoarele normale de reţea se poate realiza o stabilizare, în esenţă, prin două mijloace. Tensiunea înaltă se stabilizează fie prin utilizarea de tuburi stabilizatoare, cu descărcare în gaz, sau cu tuburi electronice cu vid, fie prin utilizarea dependenţei de tensiune a rezistenţelor de CTN. Stabilizatoarele cu descărcare în gaz pentru tensiuni înalte (stabilizatoare cu efect corona) sînt scumpe şi nu totdeauna sigure în funcţionare, iar montajele cu tuburi electronice de stabilizare implică cheltuieli suplimentare apreciabile, în special pentru tensiunea înaltă. Rezistenţele cu CTN nu sînt totdeauna satisfăcătoare în ceea ce priveşte efectul stabilizator. Factorii de stabilizare realizabili se găsesc cuprinşi între 2 şi 5, o valoare care nu mai este suficientă pentru cerinţe mai severe.

Se ajunge însă la soluţii apreciabil mai avantajoase atunci cînd tensiunea înaltă este produsă de un generator special de frecvenţă intermediară, prevăzut în oscilograf.

Frecvenţa mai ridicată oferă numeroase avantaje. Astfel, transformatorul poate să aibă dimensiuni mai mici şi să fie mai ieftin, deoarece utilizează mai puţin cupru pentru înfăşurări şi oţel pentru tole. În plus, capacitatea condensatoarelor de filtrare poate fi apreciabil mai redusă. În fine, se elimină cîmpul de dispersie de joasă frecvenţă, care este totdeauna legat de utilizarea transformatoarelor care funcţionează cu frecvenţa de 50 Hz.

Toate acestea nu înseamnă numai simplificări tehnice, ci şi o rentabilitate mai mare, care are un efect hotărîtor în cazul unor aparate aşa de scumpe cum sînt osciloografele catodice.

Pentru realizarea generatoarelor de frecvenţă intermediară, a căror tensiune alternativă este întîi ridicată şi apoi redresată, există mai multe posibilităţi. Din tehnica televiziunii este cunoscut procedeul obţinerii tensiunii înalte din impulsul de revenire de linii. În acest caz se foloseşte tensiunea de explorare care prezintă un flanc foarte abrupt, cu ajutorul căreia se comandă un tub de putere, astfel că aceasta să îndeplinească rolul unui tub de comutare şi deci să conecteze şi să deconecteze periodic, de la o sursă de curent, înfăşurarea unui transformator special. Datorită vitezelor mari de variaţie a cîmpului, într-o înfăşurare suplimentară a transformatorului, apar vîrfuri mari de tensiune, care au o frecvenţă fundamentală de circa 15 kHz.

Tensiunea este redresată din nou şi apoi filtrată cu ajutorul unor condensatoare simple şi relativ ieftine. Acest procedeu se aplică astăzi în toate receptoarele moderne de televiziune. Există şi oscilatoare pentru tensiune înaltă, dotate cu un generator basculant propriu, care generează o anumită formă a oscilaţiei. În acest mod, împreună cu un dublor de tensiune, se pot obţine tensiuni înalte pînă la circa 50 kV, aşa cum sînt necesare, spre exemplu, în receptoarele de televiziune cu proiecţie.

BRUK, I.M. ş.a. **Măsurarea parametrilor antenelor cu număr mare de elemente,** Priborî i tehnika eksperimenta, 9, (1964), nr. 2, martie-aprilie, p. 96—100, 4 fig., 7 ref. bibl.

Ca urmare a utilizării din ce în ce mai largi a antenelor cu comandă electrică, realizate cu un număr mare de elemente, se acordă în ultimul timp o deosebită atenţie măsurării caracteristicilor de bază ale acestora prin determinarea amplitudinii şi fazei curenţilor. Pentru aceasta trebuie să se ţină seama de cuplajele reciproce din sistem care se modifică obişnuit în timpul măsurărilor. Se prezintă o metodă de măsurare a randamentului unei antene cu mai multe elemente, în funcţie, fără a perturba transmisiunea. Procedeul descris poate fi folosit pentru măsurarea diferiţilor parametri ai antenelor (impedanţe, puteri radiate, curenţi), precum şi pentru studierea diferitelor sisteme complexe (multipoli). Se analizează diferitele cazuri de erori de măsurare şi se prezintă date experimentale privind măsurarea randamentului unei antene pentru radioastronomie, cu comandă electrică, prevăzută cu cîteva elemente active.

** **Realizarea efectului de spaţiu cu ajutorul unui difuzor cu reverberaţie,** Le Haut-Parleur, supliment la nr. 1073, (1964), aprilie, pag. 74—75, 6 fig.

Un sunet de o anumită frecvenţă şi de o anumită intensitate nu va produce acelaşi efect subiectiv dacă el este radiat într-o catedrală, într-o grădină publică sau într-un studio de înregistrare. Aceasta reprezintă un adevăr atît de evi-



1883

dent încît adeseori se ezită enunţarea lui. Totuşi în ceea ce priveşte înalta fidelitate şi mai ales stereofonia, există un factor de importanţă primordială şi anume, efectul de spaţiu.

Amintim că reverberaţia reprezintă un proces complex provocat de multiplicarea reflexiilor pe pereţii încăperii de locuit. Aceste reflexii multiple se complică prin faptul că pereţii încăperilor sînt caracterizaţi printr-un anumit coeficient de absorbţie, în funcţie de natura materialului respectiv şi de frecvenţa sunetului emis. Pentru un anumit material dat, absorbţia va fi cu atît mai mare cu cît frecvenţa va fi mai înaltă.

Pardoseala, tavanul şi pereţii unei încăperi au foarte rar aceeaşi natură. Foarte adesea ei sînt acoperiţi în mod diferit. În afară de aceasta mobilele, zugrăveala, draperiile, covoarele, poziţia persoanelor etc. intervin şi ele în calculul deviaţiei de reverberaţie caracteristică a încăperii. Într-o încăpere dată, se poate totuşi admite, neglijînd poziţia respectivă a persoanelor, că durata de reverberaţile este constantă.

Dacă se utilizează un lanţ de înaltă fidelitate, un picup sau un simplu radioreceptor, sunetele emise sînt funcţie de durata de reverberaţie proprie a încăperii. Se poate acţiona asupra puterii acustice, asupra dispozitivelor de reglarea tonalităţii, totuşi în lipsa unui sistem de reverberaţie artificială, toate redările muzicale vor fi reduse în mod obligatoriu la dimensiunile încăperii în care are loc audiţia.

Aceasta duce în mod natural la noţiunea de reverberaţie, complet indispensabilă stereofoniei, reprezentînd singurul procedeu care permite mărirea subiectivă a dimensiunilor aparente ale încăperii în care se face audiţia.

În urma studiilor şi cercetărilor minuţioase, în străinătate s-a realizat un dispozitiv nou, care fără un amplificator suplimentar şi fără modificarea circuitelor electronice ale amplificatoarelor utilizate, permite obţinerea unui efect de reverberaţie artificială foarte eficace. Utilizînd numai sisteme mecanice foarte robuste, acest dispozitiv permite obţinerea unei durate de reverberaţie reglabilă treptat de la zero la 10 s.

În plus acest procedeu este eficace într-o bandă de frecvenţe cuprinsă între 100 şi 8 000 Hz, fapt care pînă acum era considerat ca practic imposibil de realizat.

Descrierea detaliată a acestui nou dispozitiv de reverberaţie artificială constă dintr-o baterie de linii de întîrziere, mecanice (arcuri), montate unele lîngă altele pe partea frontală a panoului difuzorului şi legate solidar de membrana difuzorului. Aceste linii mecanice de întîrziere sînt destinate să preia o parte din energia produsă de membrană sub acţiunea bobinei mobile. Pe durata unui timp de reverberaţie dat, în funcţie de lungimea şi tensiunea arcurilor, energia înmagazinată în acestea este restituită membranei difuzorului pe baza unui proces fizic a cărui teorie este prea complicată pentru a putea face parte din cadrul acestei expuneri.

Placa standard care formează panoul şi are rolul de suport pentru liniile mecanice de întîrziere este echipată cu un difuzor cu diametrul de 11 sau 17 cm, cu un cîmp puternic (15 000 Gs). Ea are dimensiunile următoare : lungimea 40 cm, lăţimea 15 cm şi adîncimea 10 cm.

Bineînţeles că este neapărat necesar să se prevadă o sarcină acustică (coloană sau o mică cutie) pentru a obţine de la acest difuzor tot ceea ce avem dreptul să aşteptăm de la el.

Pentru redarea unei producţii muzicale, difuzorul pentru reverberaţie nu va trebui să fie utilizat niciodată singur. Cu o sarcină acustică suficientă, el poate fi conectat la priza pentru difuzorul suplimentar a unui radioreceptor oarecare sau a unui picup cu amplificator.

Se va avea grijă ca în serie cu difuzorul pentru reverberaţie să se conecteze un condensator de 100...200 μF nepolarizat (sau la nevoie două condensatoare polarizate de 200...500μF, montate în serie, cu polarităţi opuse). Tensiunea de lucru a acestor condensatoare poate fi redusă fără a provoca nici un inconvenient, tensiunile de lucru de 10...15 V oferind o siguranţă suficientă. Pentru a regla puterea aplicată difuzorului pentru reverberaţie, s-a dovedit a fi practic să se monteze tot în serie, un potenţiometru bobinat de 20...25Ω, conectat ca reostat.

Dacă puterea totală care urmează să fie aplicată sistemului este redusă (1 W sau mai puţin) se poate evita uşor condensatorul serie. În acest caz se poate monta într-o mică coloană un difuzor pentru reverberaţie şi un difuzor normal, cu un sistem de reglare de joasă impedanţă.

În acest caz potenţiometrul bobinat de 25 Ω al cărui cursor este conectat la punctul comun al celor două difuzoare trebuie să fie dimensionat mai larg pentru a putea suporta intensitatea maximă.

Dacă există posibilitatea achiziţionării unui tub electronic suplimentar, destinat amplificării tensiunilor ce urmează a fi aplicate difuzorului pentru reverberaţie, se va folosi o nouă schemă. Banda de trecere a acestui amplificator este adaptată în mod special la sistemul RA 3. Tensiunile care urmează a fi amplificate, se aplică pe grila triodei prin intermediul unui potenţiometru de 1 mΩ. Aceasta este polarizată prin grupul 2 kΩ—2 μF care este conectat la rezistenţa de 470 Ω care formează cu rezistenţa de 4,7 k Ω divizorul de tensiune pentru reacţia negativă totală. Rezistenţa de sarcină a triodei are o valoare de 220 kΩ. Cuplarea cu pentoda se face printr-un condensator de valoare mică (4,7 nF), constanta de timp a cuplajului fiind redusă şi mai mult printr-o rezistenţă de grilă de numai 330 kΩ. Grupul de polarizare al pentodei (390 Ω- 8μF) contribuie la obţinerea caracteristicii dorite. Grila-ecran a tubului este alimentată printr-o rezistenţă de 1,7 kΩ, decuplată cu un condesator de 0,47 μF. Tensiunea sa (216 V) este de asemenea egală cu tensiunea anodică. Transformatorul de ieşire are un raport 5 600 Ω/2,5 Ω şi o rezistenţă în curent continuu de 340 Ω, care provoacă o cădere de tensiune de 12 V. Alimentarea acestui amplificator necesită mai puţin de 50 mA la o tensiune mai mare de 228 V, rezistenţa fără valoare de pe schemă avînd rolul de a asigura filtrarea curentului şi a reduce tensiunea de alimentare la valoarea prescrisă.

WEINHEIMER, R. **EMM — 803, Un nou tub indicator dublu pentru radioreceptoare stereofonice,** Funkschau, 36 (1964), nr. 9, mai, p. 237—240, 17 fig., 1 tabl., 6 ref. bibl.

Tubul indicator dublu EMM-803 cuprinde două sisteme indicatoare, montate în acelaşi tub : primul sistem serveşte pentru indicarea acordului pe frecvenţa emiţătorului recepţionat, iar cel de-al doilea sistem dă o indicaţie numai atunci cînd emiţătorul radiază un semnal stereofonic multiplex. Tubul poate fi utilizat şi pentru indicarea a două informaţii diferite. Noul tub trebuie să indice optic şi fizic acordul receptorului şi existenţa semnalului pilot la recepţia unui semnal stereofonic multiplex ; pentru indicarea acordului pe frecvenţa emisă este necesară o indicaţie continuă a mărimii afişate, în timp ce pentru semnalul pilot este necesară numai indicarea existenţei sau lipsei lui. Tubul a fost realizat ca un „ochi magic", asemănător cu tubul EM-84. Din lăţimea fasciculului luminos 85 % este utilizată pentru indicarea acordului, şi 15 % pentru indicarea semnalelor stereofonice multiplex. Între cele două fascicule de lumină s-a prevăzut o diafragmă de 4 mm, care asigură perceperea independentă a celor două informaţii. Înălţimea tubului este de 71,4 mm, iar a picioruşelor, de 7 mm. Cele două sisteme indicatoare au catozi şi ecrane luminiscente comune. Se prezintă caracteristicile celor două sisteme indicatoare după care se descriu cîteva montaje şi anume : utilizarea tubului EMM-803 pentru indicarea combinată a acordului şi a modulaţiei stereofonice într-un radioreceptor stereofonic, utilizarea combinată a indicaţiei acordului şi modulaţiei stereofonice într-un montaj reflex pentru amplificarea tensiunii frecvenţei purtătoare de 35 kHz, indicarea simultană a unei tensiuni şi a stării de comutaţie a unei a doua tensiuni.



MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS IRODA 1883

# *Muncitori,*

# *ingineri,*

# *tehnicieni!*

EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR publică broşuri şi cărţi tehnice în următoarele domenii ale tehnicii şi ştiinţelor aplicate:

— transporturi feroviare
— transporturi auto
— transporturi maritime şi fluviale
— transporturi aeriene
— poştă
— telecomunicaţii
— electronică şi automatică aplicată în activitatea de transport
— întreţinerea şi exploatarea căilor rutiere

Cărţile apărute în EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR se pot procura:

— din librării
— prin difuzorii de cărţi din unităţile M.M.Tc.
— direct (sau prin mandat poştal) de la Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, calea Griviţei nr. 193 B.

Pentru a contribui la îmbunătăţirea activităţii editoriale trimiteţi observaţiile şi propunerile dv. la:

EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR
CALEA GRIVIŢEI Nr. 193 B — BUCUREŞTI

# Ingineri și tehnicieni!

## Abonați-vă pe anul 1965

*LA PUBLICAȚIILE PERIODICE EDITATE DE ACADEMIA R.P.R.*

STUDII ȘI CERCETĂRI DE MECANICĂ APLICATĂ
STUDII ȘI CERCETĂRI DE ENERGETICĂ ȘI ELECTROTEHNICĂ
STUDII ȘI CERCETĂRI DE METALURGIE
STUDII ȘI CERCETĂRI DE CHIMIE
STUDII ȘI CERCETĂRI DE FIZICĂ
STUDII ȘI CERCETĂRI DE MATEMATICĂ

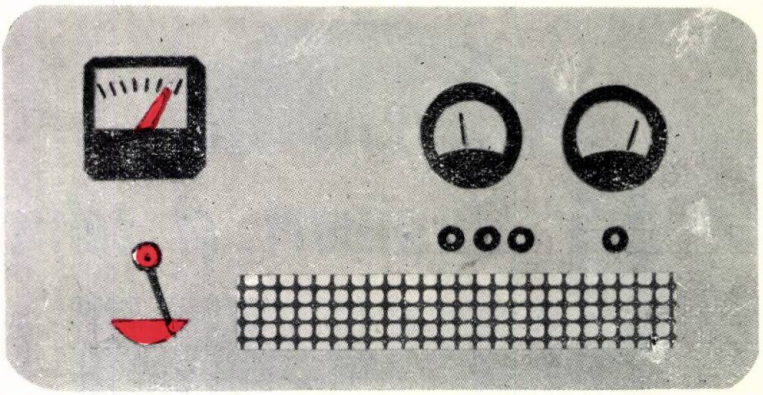
precum și la alte publicații din diverse domenii ale științelor naturii și ale științelor sociale, cuprinse în catalogul presei din R.P.R. pe 1965.

Abonamentele se primesc la oficiile poștale, agențiile poștale, factorii poștali și difuzorii de presă din întreprinderi și instituții.

Abonamentele individuale se pot contracta și la LIBRĂRIA ACADEMIEI R.P.R., București, Calea Victoriei nr. 27.

M.I.C.M

ICPE

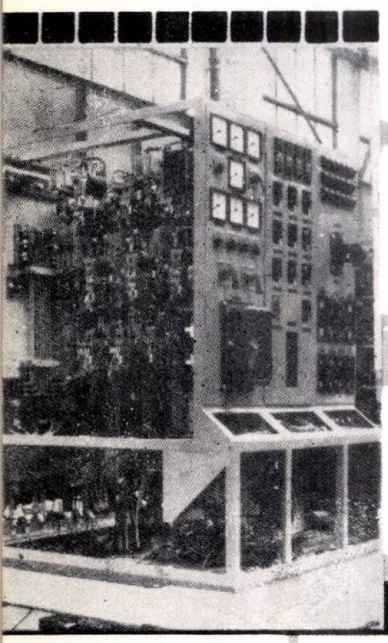


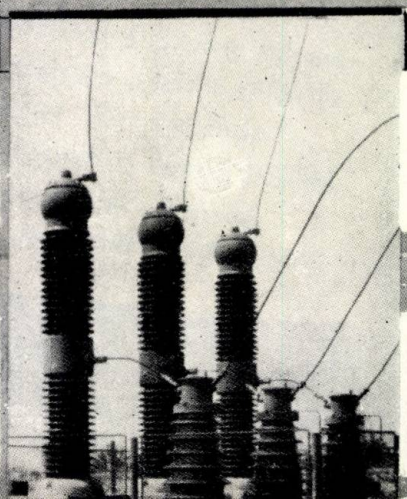
# INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

**Bd. T. Vladimirescu 45 — Telefon: 16.41.40**

**primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.**

**Institutul execută studii, încercări, omologări şi execuţii de prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.**





MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS MÚZEUM 1883

# I. L. C. T.

## ÎNTREPRINDEREA DE LUCRĂRI DE CENTRALIZARE ŞI TELECOMANDĂ

DIN CADRUL DIRECŢIEI GENERALE A CONSTRUCŢIILOR

*Execută:*

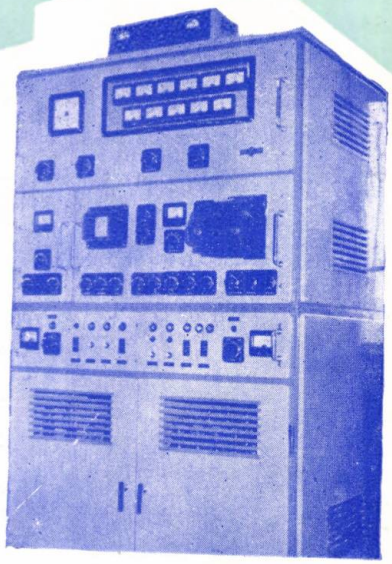
— lucrări pentru siguranţa circulaţiei la calea ferată
— semnalizare, centralizare şi bloc de linie automat
— instalaţii dispecer telecomandă
— reţele aeriene şi subterane de telecomunicaţii feroviare
— centrale telefonice
— linii de contact pentru tracţiune electrică

1965 IUNIE

# Teleconstrucția

ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATA IN LUCRARI DE TELECOMUNICATII EXECUTA LA INSTITUȚII, ÎNTREPRINDERI, UZINE SI COMPLEXE INDUSTRIALE, CELE MAI MODERNE INSTALAȚII DE TELECOMUNICAȚII CA:

- Telefonizare
- Dispecerat
- Interfon
- Avertizori incendiu
- Sonorizare
- Ceasoficare



*Adresați-vă:*

ÎNTREPRINDEREA

**TELECONSTRUCȚIA**

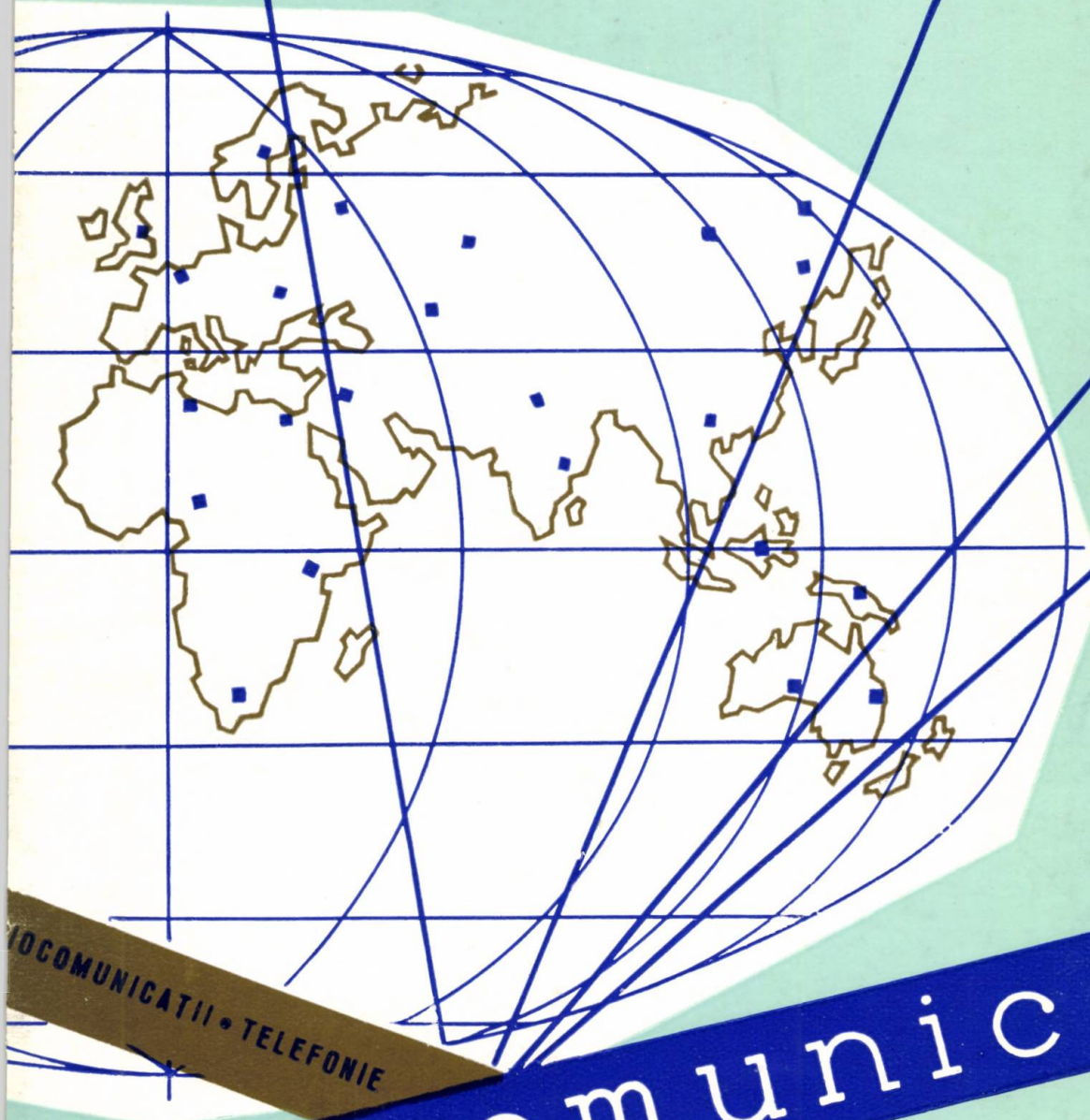
BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

lei 5

I. P. I. — c 5174

44201

E 1741



# telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII • TELEFONIE

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

3

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 3 ★ p. 65—96 ★ București ★ Martie 1965

**GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ**

ORSZÁGOS MUSZAKI MŰVELŐDÉSI KÖZPONT DOKUMENTÁCIÓS KÖNYVTÁRA 1983

# AMINTIREA TOVARĂȘULUI GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ, VEȘNIC VIE ÎN INIMA PARTIDULUI, A CLASEI MUNCITOARE, A POPORULUI

La 19 martie, partidul și poporul nostru au suferit o grea pierdere : a încetat să bată inima tovarășului Gheorghe Gheorghiu-Dej, fiu devotat al clasei muncitoare din Romînia, al poporului romîn.

Nemărginită este durerea noastră, a tuturor.

Tovarășul Gheorghiu-Dej și-a dăruit întreaga sa viață partidului clasei muncitoare, luptei revoluționare pentru eliberarea oamenilor muncii, pentru fericirea poporului romîn și a patriei noastre, pentru socialism. Înalt exemplu de fidelitate față de marxism-leninism, tovarășul Gheorghiu-Dej a fost un eminent militant al mișcării comuniste și muncitorești internaționale, a luptat neobosit pentru prietenia și unitatea țărilor socialiste, pentru coeziunea partidelor comuniste, pentru cauza păcii și libertății popoarelor.

În uriașa sa activitate și-au găsit expresie trăsăturile cele mai nobile ale eroicei noastre clase muncitoare, care este mîndră de a fi plămădit în mijlocul ei, în focul luptei conduse de partid, un asemenea conducător.

Născut la 8 noiembrie 1901 la Bîrlad, într-o familie de muncitori, tovarășul Gheorghiu a început să muncească de la vîrsta de 11 ani ca ucenic în diferite ateliere și fabrici, calificîndu-se ca muncitor electrician. Sub influența valului revoluționar din Romînia de la sfîrșitul primului război mondial, însuflețit de ideile Marii Revoluții Socialiste din Octombrie, tovarășul Gheorghiu-Dej s-a înrolat din fragedă tinerețe în mișcarea muncitorească. El a participat, în rîndurile muncitorilor din Valea Trotușului, la greva generală din 1920 — care a oglindit creșterea conștiinței de clasă, a capacității de luptă a proletariatului romîn și a evidențiat necesitatea istorică a înfrîngerii oportunismului, a făuririi partidului de tip nou, Partidul Comunist din Romînia.

În anii următori, tovarășul Gheorghiu-Dej ia parte la un șir de acțiuni muncitorești la Galați, fiind ales în conducerea sindicatului de la Atelierele C.F.R.

În 1930 el devine membru al Partidului Comunist, în rîndurile căruia avea să lupte pînă la ultima suflare.

În acei ani, cînd criza economică lovea greu masele muncitoare, activitatea partidului era paralizată de lupte fracționiste care aduseseră partidul la un pas de lichidare. Refacerea unității partidului, orientarea activității sale spre întărirea legăturilor cu masele muncitoare și în primul rînd cu detașamentele de bază ale proletariatului au făcut posibilă organizarea unor mari acțiuni muncitorești, culminînd cu eroicele lupte din februarie 1933 — în a căror pregătire și desfășurare s-au afirmat cu putere marile calități politice și organizatorice de conducător revoluționar ale tovarășului Gheorghiu-Dej.

La Galați și apoi la Dej, unde fusese mutat disciplinar, ca și la București, Iași, Cluj, Pașcani și în alte localități, tovarășul Gheorghiu-Dej, dînd exemplu de felul cum trebuie muncit în mijlocul maselor, a depus o intensă activitate pentru realizarea unității de acțiune a muncitorilor ceferiști.

În 1932, la Conferința pe țară a muncitorilor feroviari, tovarășul Gheorghiu-Dej a fost ales secretar al Comitetului Central de acțiune care, sub îndrumarea Comitetului Central al Partidului Comunist, a organizat nemijlocit lupta ceferiștilor.

Tovarășul Gheorghiu-Dej și-a îndeplinit în mod strălucit sarcinile de răspundere încredințate de partid în organizarea acestor lupte, care au constituit o cotitură în istoria întregii noastre mișcări muncitorești, au demonstrat capacitatea clasei muncitoare de a acționa ca forță socială conducătoare a poporului muncitor în lupta de eliberare, au deschis o pagină nouă în viața partidului. Întărindu-și rîndurile cu cele mai bune, mai combative și revoluționare cadre proletare, partidul s-a legat mai strîns de masele oamenilor muncii.

Procesul intentat de reacțiune în 1933—1934 conducătorilor muncitorimii ceferiste a fost transformat de Partidul Comunist într-o tribună de demascare a regimului burghezo-moșieresc, a politicii antinaționale și antipopulare a claselor dominante. Din banca acuzaților în lanțuri a răsunat cu vigoare și curaj, prin glasul tovarășului Gheorghiu-Dej, chemarea înflăcărată, mobilizatoare a partidului adresată maselor muncitoare de a lupta cu hotărîre pentru o viață mai bună, împotriva robiei capitaliste, pentru apărarea suveranității și independenței naționale.

Condamnat la 12 ani muncă silnică, tovarășul Gheorghiu-Dej a fost deținut în diferite închisori — Jilava, Văcărești, Craiova, Ocnele Mari, Aiud, Doftana, Caransebeș și în lagărul de la Tg. Jiu.

Gratiile temnițelor, sîrma ghimpată a lagărelor n-au putut să-i izoleze de partid, de clasa muncitoare, de popor pe militanții revoluționari. Simțind în permanență sprijinul partidului, solidaritatea maselor muncitoare și a unor largi cercuri democratice, ei au păstrat legătura cu viața și activitatea partidului, au înfruntat cu fermitate și dîrzenie regimul de teroare și exterminare din închisori, pe care le-au transformat în școli de călire revoluționară. Prin munca politico-ideologică desfășurată de comuniștii din închisori, în frunte cu tovarășul Gheorghiu-Dej, s-au făurit cadre oțelite de militanți comuniști, caracterizate prin capacitatea de a organiza masele muncitoare, prin clarviziune politică și combativitate revoluționară, cadre care au avut ulterior un rol

de excepţională însemnătate în conducerea de către partid a luptei pentru cucerirea puterii de către oamenii muncii şi construirea socialismului.

Aprecierea acordată de partid activităţii desfăşurate de tovarăşul Gheorghiu-Dej şi-a găsit expresie în cooptarea sa, în 1935, pe cînd se afla în închisoare, ca membru al C.C. al P.C.R.

În anii războiului, tovarăşul Gheorghiu-Dej împreună cu ceilalţi tovarăşi din închisori şi lagăre îşi manifestau încrederea nestrămutată în victoria împotriva fascismului, solidaritatea frăţească cu popoarele Uniunii Sovietice. În strînsă legătură cu cadrele de bază din afară, ei şi-au pus întreaga experienţă, tot elanul revoluţionar în slujba organizării luptei antihitleriste a poporului romîn.

Tovarăşului Gheorghiu-Dej îi revine meritul principal în demascarea şi lichidarea clicii de trădători şi capitulanţi, infiltrate în conducerea partidului; înlăturarea agenturii trădătoare a constituit una din condiţiile esenţiale pentru ca partidul să-şi poată îndeplini rolul conducător în lupta de eliberare naţională şi socială a poporului romîn.

Activul revoluţionar al partidului, în frunte cu tovarăşul Gheorghiu-Dej, a elaborat linia strategică şi tactică pentru răsturnarea dictaturii militaro-fasciste şi întoarcerea armelor împotriva Germaniei hitleriste. Partidul a trecut la organizarea formaţiunilor de luptă patriotice, la realizarea Frontului Unic Muncitoresc cu partidul social-democrat, la înfăptuirea unui larg sistem de alianţe cu diferite grupări politice şi atragere în lupta antihitleristă a unor personalităţi însufleţite de sentimente patriotice, la desfăşurarea unei vaste activităţi în rîndurile armatei.

În zilele hotărîtoare pentru pregătirea insurecţiei, C.C. al partidului a organizat evadarea din lagăr a tovarăşului Gheorghiu-Dej şi a altor cadre de bază ale partidului.

Organizată şi condusă de partid, insurecţia armată a deschis o eră nouă în istoria poporului romîn, a însemnat începutul revoluţiei populare. Romînia s-a alăturat coaliţiei antihitleriste, Armata romînă, în totalitatea ei, a luptat umăr la umăr cu Armata sovietică pînă la zdrobirea Germaniei hitleriste. Sîngele vărsat în comun a cimentat prietenia şi alianţa indestructibilă dintre poporul romîn şi poporul sovietic în lupta pentru cauza păcii şi socialismului.

Tovarăşul Gheorghiu-Dej a dat o contribuţie de cea mai mare importanţă la elaborarea liniei politice şi tactice a partidului în desfăşurarea furtunoasă a marilor bătălii de clasă de după 23 August 1944, muncind cu nesecată energie pentru înfăptuirea sarcinilor stabilite de partid — mobilizarea tuturor forţelor în războiul antihitlerist, refacerea economiei naţionale, democratizarea ţării, făurirea alianţei muncitoreşti-ţărăneşti în focul luptei pentru reforma agrară, instaurarea puterii populare.

Ca reprezentant al partidului şi clasei muncitoare în guvern, tovarăşul Gheorghiu-Dej a preluat, în noiembrie 1944, conducerea Ministerului Comunicaţiilor şi Lucrărilor Publice, fiind primul muncitor ministru în istoria politică a Romîniei.

Sub conducerea partidului, clasa muncitoare organizată în sindicatele unice revoluţionare, masele largi ţărăneşti care luptau pentru pămînt, partidele şi grupările reunite în frontul naţional democrat dădeau lovituri zdrobitoare cercurilor reacţionare. Valul luptei revoluţionare a măturat un şir de guverne cu majoritate reacţionară şi a impus la 6 Martie 1945 aducerea la putere a primului guvern din ţara noastră în care clasa muncitoare avea rolul precumpănitor.

La Conferinţa Naţională a Partidului Comunist din octombrie 1945, tovarăşul Gheorghiu-Dej a prezentat Raportul Politic al Comitetului Central, care cuprindea un amplu program de luptă pentru întărirea puterii populare, reconstrucţia ţării şi consolidarea independenţei naţionale. În acest program, de o largă perspectivă istorică, partidul, scrutînd departe în viitor, şi-a exprimat concepţia leninistă privitoare la construirea unei industrii puternice ca temelie a dezvoltării social-economice a Romîniei.

După Conferinţa Naţională, tovarăşul Gheorghiu-Dej a fost ales secretar general al Partidului Comunist Romîn.

În calitate de ministru al Economiei Naţionale şi apoi al Industriei şi Comerţului, ca preşedinte al Comisiei Ministeriale pentru redresarea economică, el a adus o contribuţie esenţială în lupta împotriva inflaţiei şi sabotajului economic al capitaliştilor, în pregătirea şi înfăptuirea programului din iunie 1947 de stabilizare monetară şi refacere a economiei naţionale.

Abolirea monarhiei şi proclamarea Republicii Populare Romîne au marcat cucerirea deplină a puterii de către clasa muncitoare în alianţă cu masele largi ale ţărănimii; misiunea de a realiza actul abdicării regelui, la 30 Decembrie 1947, i-a revenit, din însărcinarea partidului şi guvernului şi în numele tuturor forţelor democratice, tovarăşului Gheorghe Gheorghiu-Dej, împreună cu doctorul Petru Groza.

Oamenii muncii, devenind singurii stăpîni ai ţării, au păşit cu însufleţire, sub conducerea partidului, la construirea societăţii socialiste.

Tovarăşul Gheorghe Gheorghiu-Dej a avut un rol deosebit în lupta partidului pentru realizarea unităţii politice şi organizatorice a clasei muncitoare — înfăptuită la Congresul de unificare din februarie 1948 prin crearea Partidului Muncitoresc Romîn pe baza principiilor ideologice şi organizatorice marxist-leniniste. Congresul l-a ales secretar general al Comitetului Central al Partidului Muncitoresc Romîn.

Prin istoricul act al naţionalizării, pregătit de partid sub îndrumarea nemijlocită a tovarăşului Gheorghiu-Dej, principalele mijloace de producţie industrială au devenit bun al întregului popor şi s-a creat o puternică temelie construcţiei socialiste în ţara noastră.

Partidul a orientat cu nestrămutată perseverenţă dezvoltarea Romîniei în direcţia transformării ei într-o ţară industrială, cu o agricultură înaintată. Tovarăşului Gheorghiu îi revin mari merite în elaborarea politicii de industrializare socialistă, ca pîrghie hotărîtoare a progresului rapid al ţării, a valorificării resurselor ei şi a dezvoltării tuturor ramurilor economiei în vederea creşterii continue a bunăstării celor ce muncesc — obiectivul fundamental al politicii partidului.

Călăuzit de teza marxist-leninistă că socialismul trebuie construit nu numai la oraşe, ci şi la sate, partidul a pus la ordinea zilei rezolvarea celei mai complexe sarcini a construcţiei socialiste — transformarea socialistă a agriculturii. Întreaga muncă desfăşurată în acest domeniu s-a întemeiat pe linia exprimată în numele partidului de tovarăşul Gheorghiu-Dej la plenara din martie 1949 a Comitetului Central. Viaţa a confirmat în mod

strălucit această linie politică ; înfăptuirea cu succes a cooperativizării agriculturii a deschis largi perspective dezvoltării intensive şi multilaterale a producţiei agricole, a ridicat pe o treaptă mai înaltă alianţa muncitorească-ţărănească.

Întreaga activitate a Comitetului Central în frunte cu tovarăşul Gheorghiu-Dej oglindeşte capacitatea de a aplica creator, la condiţiile ţării noastre, legile obiective, general-valabile, ale revoluţiei şi construcţiei socialiste, de a desprinde cerinţele specifice fiecărei etape istorice şi de a îndrepta în direcţia hotărîtoare eforturile partidului, ale poporului.

Aceste trăsături caracterizează munca efectuată de partid sub conducerea nemijlocită a tovarăşului Gheorghiu pentru elaborarea planului de electrificare, a planurilor cincinale şi a planului de şase ani, planuri a căror realizare, prin eforturile însufleţite ale întregului popor, a asigurat introducerea largă a tehnicii noi, dezvoltarea proporţională, armonioasă şi mereu ascendentă a economiei naţionale.

Îndeplinind cele mai înalte funcţii de partid şi de stat — preşedinte al Consiliului de Miniştri din 1952 pînă în 1955, prim-secretar al Comitetului Central al P.M.R. şi preşedinte al Consiliului de Stat pînă în ultima clipă a vieţii sale — tovarăşul Gheorghe Gheorghiu-Dej avea un contact larg şi direct cu poporul, studia cu deosebită luare aminte experienţa maselor, manifesta o nemărginită încredere în puterea de creaţie a poporului — făuritorul istoriei şi al tuturor marilor realizări ale Romîniei socialiste.

Exemplu de simplitate şi modestie, el avea un neasemuit dar de a-şi apropia oamenii, de a-i însufleţi şi a-i antrena la lupta pentru înfăptuirea sarcinilor trasate de partid ; oamenii muncii păstrează neştearsă amintirea întîlnirilor cu tovarăşul Gheorghiu, a sfaturilor sale de tovarăş şi prieten care le vorbea în acelaşi grai al inimii.

Tovarăşul Gheorghiu exprima cu deosebită căldură grija permanentă a partidului pentru educarea tineretului, nădejdea de mîine a ţării, pentru promovarea femeilor în munci de răspundere în economie, în instituţii de stat şi în organizaţiile obşteşti. El manifesta o neslăbită preocupare pentru satisfacerea setei de cultură şi îmbogăţirea vieţii spirituale a poporului, pentru avîntul continuu al învăţămîntului, acorda o mare atenţie activităţii creatoare a intelectualilor, a oamenilor de ştiinţă, artă şi cultură, cărora le împărtăşea înalta preţuire a partidului pentru valoroasa lor contribuţie la propăşirea patriei.

În fruntea partidului, tovarăşul Gheorghiu are merite deosebite în rezolvarea marxist-leninistă a problemei naţionale în ţara noastră, prin care au fost asigurate deplina egalitate în drepturi a tuturor oamenilor muncii şi cimentarea prieteniei de nezdruncinat dintre poporul romîn şi minorităţile naţionale.

Timp de peste trei decenii, tovarăşul Gheorghiu-Dej a adus o mare contribuţie la călirea ideologică şi organizatorică a partidului nostru. Minunat conducător de tip leninist, el a militat pentru întărirea partidului ca detaşament combativ de avangardă al clasei muncitoare, strîns legat de mase, sînge din sîngele poporului, forţa conducătoare în opera de construire a socialismului.

Partidul nostru s-a călit, a realizat o unitate şi o coeziune fără precedent printr-o luptă intransigentă împotriva oricăror abateri de la ideologia şi politica sa marxist-leninistă, împotriva elementelor antipartinice, fracţioniste, oportuniste. În această luptă tovarăşul Gheorghiu-Dej, cu înalta sa conştiinţă partinică şi perspicacitate politică, cu ascuţitul său spirit de clasă, a avut un rol de frunte. Partidul Muncitoresc Romîn, strîns unit în jurul Comitetului său Central, este astăzi mai puternic decît oricînd.

Este pilduitoare pentru noi preocuparea neabătută a tovarăşului Gheorghiu-Dej pentru întărirea continuă a rolului conducător al partidului în toate domeniile activităţii social-economice, pentru aplicarea neştirbită a normelor de muncă leniniste. În viaţa partidului, în activitatea conducerii sale s-a înrădăcinat principiul muncii colective, toate hotărîrile şi măsurile conducerii partidului fiind rodul activităţii şi gîndirii colective ale Comitetului Central, Biroului său Politic.

Tovarăşul Gheorghiu a depus o vastă activitate pentru sintetizarea experienţei acumulate de partid în conducerea revoluţiei şi construcţiei socialiste, pentru însuşirea acestei experienţe de către membrii partidului, în vederea înarmării lor teoretice.

Patriot şi internaţionalist înflăcărat, tovarăşul Gheorghiu-Dej a fost un strălucit exponent al politicii consecvente a partidului şi statului nostru de prietenie şi alianţă frăţească cu ţările socialiste, de solidaritate cu lupta clasei muncitoare şi a forţelor democratice de pretutindeni, cu mişcarea de eliberare naţională a popoarelor, pentru unitatea tuturor forţelor progresului social. Exprimînd, cu energia şi tenacitatea ce l-au caracterizat întotdeauna, poziţia Partidului Muncitoresc Romîn, el a militat pentru unitatea ţărilor socialiste, pentru coeziunea marii armate internaţionale a comuniştilor, avînd convingerea că nu există îndatorire internaţională mai înaltă decît aceea de a contribui la salvgardarea şi întărirea acestei unităţi — chezăşia victoriei cauzei socialismului în întreaga lume.

Sub conducerea Comitetului Central în frunte cu tovarăşul Gheorghiu, partidul nostru a depus eforturi neprecupeţite pentru promovarea şi stricta aplicare în relaţiile dintre partidele comuniste şi dintre ţările socialiste a normelor marxist-leniniste — ca cerinţă vitală pentru asigurarea şi întărirea unităţii şi coeziunii lor, pentru creşterea forţei de atracţie a ideilor socialismului în lume. Linia partidului în problemele vieţii internaţionale şi ale mişcării comuniste mondiale, exprimată în Declaraţia plenarei lărgite din aprilie 1964 a C.C. al P.M.R., este urmată cu perseverenţă nestrămutată de întregul partid.

Eminent om de stat, tovarăşul Gheorghiu-Dej a desfăşurat o vastă activitate în elaborarea politicii externe a Republicii Populare Romîne, politică de consolidare a păcii, de luptă împotriva politicii agresive a cercurilor imperialiste, împotriva colonialismului, pentru sprijinirea dreptului popoarelor de a dispune singure de soarta lor, pentru dezvoltarea colaborării internaţionale pe baza principiilor coexistenţei paşnice a statelor cu orînduiri social-politice diferite.

Ţara noastră aşează ca temelie de neclintit a relaţiilor sale internaţionale respectarea egalităţii, suveranităţii şi independenţei popoarelor, neamestecul în treburile lor interne, pronunţîndu-se pentru stricta respectare şi promovarea acestor principii pe arena internaţională, în interesul colaborării şi apropierii între popoare.

Toate succesele în domeniul politicii interne şi internaţionale ale Republicii Populare Romîne, toate realizările obţinute în aceste decenii sînt strîns legate de activitatea desfăşurată în fruntea Comitetului Central al partidului de tovarăşul Gheorghiu-Dej.

Măsura operei titanice înfăptuite de popor sub conducerea partidului o dă deosebirea dintre tabloul întunecat al Romîniei de acum două decenii şi înfăţişarea de astăzi a ţării, în care poporul romîn, liber de orice exploatare, stăpîn al destinelor sale, îşi făureşte o viaţă fericită.

Scumpul nostru tovarăş Dej a închis ochii pentru vecie cu conştiinţa datoriei împlinite ; el a putut vedea triumful idealurilor cărora şi-a dăruit viaţa, victoria deplină a socialismului în ţara noastră, mersul rapid al Romîniei pe calea progresului economic şi cultural.

În ultimele sale cuvinte adresate ţării, prin scrisoarea trimisă recentei sesiuni a Marii Adunări Naţionale, el îşi exprima convingerea îndreptăţită că ţara noastră va păşi mai departe, neabătut, pe această cale ; cu nezdruncinată încredere, el arăta că înaintea Romîniei socialiste sînt deschise perspectivele unui viitor strălucit — viitor care stă în mîinile harnice şi încercate ale poporului.

Comitetul Central al Partidului Muncitoresc Romîn, tovarăşii de muncă şi de luptă ai marelui dispărut îşi iau legămîntul solemn să întărească necontenit unitatea partidului şi a conducerii sale, să continue neabătut linia generală, internă şi internaţională, a partidului, să nu-şi cruţe forţele pentru a duce mereu înainte opera de construire a socialismului şi comunismului, de înflorire a patriei şi ridicare a bunăstării poporului — operă măreaţă căreia i-a consacrat întreaga viaţă tovarăşul Gheorghiu-Dej.

Marea durere care ne îndoliază tuturor inima uneşte şi mai strîns poporul în jurul partidului. Clasa muncitoare, ţărănimea, intelectualitatea, toţi oamenii muncii îşi înzecesc eforturile pentru a obţine noi victorii, spre binele şi prosperitatea patriei noastre socialiste.

Adio, scump prieten şi tovarăş de luptă !

Numele tău va rămîne veşnic viu în inima partidului, în inima clasei muncitoare, a poporului romîn !

**Comitetul Central**
**al Partidului Muncitoresc Romîn**

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

MŰSZAKI KÖNYVTÁR
1983
DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY
ORSZÁGOS

# telecomunicaţii

**ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.**

*Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 3 Martie 1965

**COMITETUL DE REDACŢIE**

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEŞ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, Vicepreşedinte al Comitetului de Radiodifuziune şi Televiziune, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MĂRINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

## *CUPRINS*

*Ivanciovici, M.*: **Analiza sistemelor de radiodifuziune stereofonică şi propuneri în legătură cu introducerea radiodifuziunii stereofonice în R.P.R.**

Se face o analiză comparativă a diferitelor sisteme de radiodifuziune stereofonică ce folosesc un singur canal de radiodifrecvenţă şi modulaţia de frecvenţă a purtătoarei principale şi se ajunge la concluzia că sistemul care prezintă indicii calitativi cei mai buni este sistemul cu subpurtătoarea MA suprimată. Ca urmare acestui fapt se propune ca sistemul să fie aplicat în R.P.R. şi în consecinţă se prezintă un proiect de standard pentru radiodifuziunea stereofonică cu M.F.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 3, pag. 65 — 70

---

*Drăgănescu, M, şi Samachişă, Gh.*: **Induetanţe solide plane.**

În lucrare se studiază comportarea inductivă a tranzistorului cu straturi subţiri conectat ca tranzistor de reactanţă cu scopul de a-l utiliza ca inductanţă solidă plană.

Sînt determinate performanţele inductanţei şi se analizează posibilităţile de îmbunătăţire.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 3, pag. 70 — 76

---

*Mihail, C.*: **Transmisiunile de date şi folosirea circuitelor telegrafice şi telefonice pentru aceste transmisiuni.**

Se arată în ce constă tehnica transmisiunilor de date şi ce posibilităţi oferă pentru comunicaţii de date, reţelele telegrafice şi telefonice.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 3, pag. 77—80

---

*Tanach, V.* ş.a.: **Realizări în domeniul feritelor avînd caracteristica de tip perminvar şi al aplicaţiilor lor.**

Lucrarea expune baza teoretică şi cercetările întreprinse pentru elaborarea unor ferite cu caracteristica de tip perminvar cu caracteristici superioare în înaltă frecvenţă.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 3, pag. 80 — 84

---

**NOI TELEVIZOARE ROMINEŞTI**

*Mihăilescu, E.*: **Televizorul E 47—110.**

Se prezintă schema de principiu şi detalii de funcţionare ale noului aparat produs de Uzinele Electronica

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 3, pag. 84 — 86

---

**NOTE**

*Boerescu, C.* şi *Ispas, St.*: **Notă privind calcularea diagramelor de radiaţie ale antenelor formate din panouri standard.**

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 3, pag. 87 — 88

Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie". Telefon: 17.38.14 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament; Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" — Bucureşti
c. 274

## СОДЕРЖАНИЕ


921.396.97 : 534.76

**ИВАНЧОВИЧ, М.: Анализ систем стереофонического радиовещания и предложения в связи с внедрением стереофонического радиовещания в Румынии.**

Производится сравнительный анализ различных систем стереофонического радиовещания, использующих единый радиоканал и частотную модуляцию основной несущей, и приходится к заключению, что система, представляющая наилучшие качественные показатели, это система с подавленной поднесущей амплитудной модуляции. Предлагается применить эту систему в Румынии, и в связи с этим предлагается проэкт стандарта для стереофонического радиовещания с частотной модуляцией.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 3, стр. 65–70

---

621.382.333 : 621.3.011.3

**ДРЭГЭНЕСКУ М. и САМАКИЩЭ Г.:Индуктивност и из плоских твердых тел.**

Рассматривается изменение индуктивности тонкослойного транзистора, включенного как реактивный транзистор, с целью его использования как плоскотвердой индуктивности.

Определены качественные показатели индуктивности. Рассматриваются возможности улучшения.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 3, стр. 70–76

---

621.394.9

**МИХАИЛ К.: Передачи информации и применение телеграфных и телегфонных каналов для этих передач.**

Показывается в чем состоит техника передачи информации и какие возможности открывают для сообщения данных, телеграфные и телефонные сети.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 3, стр. 77–80

---

621.318.13

**ТАНАХ В. и. др. Достижения в облас тиферритов типа перминвара и областии их применения.**

Изложены теоретические основы и предприятые исследования по разработке ферритов типа перминвара с повышенными качественными показателями на высоких частотах.

Выявлен ряд встречаемых при исследовании частных случаев, и представлены различные внедренные в производство применения этих материалов.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 3, стр. 80–84

---

621.397.62

**Новые румынские телевизоры.**
**МИХЭИЛЕСКУ Е.: Телевизор Е 47—110,.**

Представлена принципиальная схема и разъясняется способ работы нового аппарата, изготовляемого заводом "Электроника,,.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 3, стр. 84–86

---

621.396.677

**БОЕРЕСКУ Ч. и ИСПАС Ш.: К расчету характеристик излучения антенни из стандартных излучающих панелей.**

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 3, стр. 87–88


## INHALTSVERZEICHNIS


621.396.97 ; 534.76

IVANCIOVICI, M. **Analysis der Stereofunksystemen und Vorschläge über die Einführung der Stereo-Rundfunk in Rumänien.**

Die verschiedenen Stereofunksystemen, die einen einzigen HF-Kanal verwenden und derer Hauptträgerfrequenz frequenzmoduliert ist, werden verglichen ; es wird die Schlussfolgerung gezogen, dass qualitativ am besten das System mit unterdrücktem amplitudenmodulierten Unterträger sei. Es wird vorgeschlagen, dieses System auch in Rumänien anzuwenden und in diesem Zweck wird ein Standartentwurf vorgebracht.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 3, S. 65–70

---

621.382.333 : 621.3.011.3

DRĂGĂNESCU, M., SAMACHIŞĂ, GH. **Induktanzen aus Planarhalbleiter.**

Es wird das induktive Verhalten eines Dünnschichttransistors in Reaktanzschaltung untersucht, um ihn als Induktanz von der Kategorie des festen Zustandes zu verwenden.

Die technischen Kennwerte solcher Induktanzen werden bestimmt und ihre Verbesserungsmöglichkeit wird veranlasst.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 3, S. 70–76

---

621.394.9

MIHAIL, C. **Datenübertragungen und Verwendung der Fernschreib- und Fernsprechkreise für diese Übertragungen.**

Die Grundlagen der Datenübertragungstechnik werden dargelegt und die Übertragungsmöglichkeiten der Fernschreib- und Fernsprechnetze werden analysiert.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 3, S. 77–80

---

621.318.13

TANACH, V. **Verwirklichungen im Gebiet der Perminvar-Type-Ferriten und deren Anwendungen.**

Die theoretischen Grundrisse und die durchgeführten Forschungen zwecks der Verarbeitung von Perminvar-Type-Ferriten mit höheren Hochfrequenzkennwerten werden dargelegt.

Es werden einige während der Forschung begegnete besondere Aussehen hervorgehoben und die Anwendungen dieser schon hergestellten Materialien werden vorgelegt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 3, S. 80–84

---

621.397.62

MIHĂILESCU, E. **Der Fernsehempfänger E—47—110.**

Das Prinzipschaltbild und die Funktionierungseinzelheiten des neuen vom Electronica-Werke hergestellten Apparates werden dargelegt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 3, S. 84–86

---

621.396.677

BOERESCU, C., ISPAS, ST. **Über die Berechnung der Strahlungsdiagrammen der Standard-Dipolstrahler.**

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 3, S. 87–88

Ing. MIRCEA IVANCIOVICI

# Analiza sistemelor de radiodifuziune stereofonică și propuneri în legătură cu introducerea radiodifuziunii stereofonice în R.P.R.

În ultimii ani calitatea înregistrărilor pe benzi de magnetofon și pe discuri, pe de o parte, ca și a transmisiunilor radiofonice, pe de altă parte, a cunoscut un progres neîncetat. În special calitatea transmisiunilor radiofonice s-a îmbunătățit simțitor prin utilizarea modulației de frecvență, care a dus în principal la îmbunătățirea raportului semnal/zgomot la lărgirea benzii de audiofrecvență transmise și la micșorarea distorsiunilor introduse de sistemul de transmisiune. Aceasta a determinat apariția unei largi rețele de emițătoare cu modulație de frecvență în întreaga lume. Totuși calitatea înregistrărilor ca și a transmisiunilor radiofonice nu era perfectă, așa că studiul de dezvoltare a acestora nu se putea opri aici. Pasul următor este făcut prin trecerea de la înregistrările și transmisiunile monofonice la înregistrările și transmisiunile stereofonice. Problema care se pune este: ce aduce nou stereofonia, ce urmărește ea? Stereofonia urmărește să producă auditoriului o senzație care să permită localizarea în spațiu a unui număr oarecare de surse sonore, cu scopul de a ridica calitatea artistică a audiției în comparație cu audițiile monofonice actuale [1]. În acest fel, cel care ascultă o înregistrare sau transmisiune stereofonică se găsește într-o situație similară cu un ascultător care se afla la locul înregistrării sau transmisiunii, ascultător care pe baza audiției biaurale poate să localizeze în spațiu sursele sonore. Această localizare a surselor sonore se bazează pe diferența de timp rezultată din diferența de drum a propagării frontului undei sonore între cele două urechi, cît și pe diferența de intensitate sonoră datorită dimensiunilor și conformației capului uman. Măsurătorile efectuate au arătat că pentru localizarea surselor sonore ce emit sunete de frecvențe medii și joase esențial este diferența de timp, iar pentru cele ce emit frecvențe înalte esențial este diferența de intensitate (20. . . 30 dB la frecvență înaltă, în comparație cu 2. . . 3 dB la frecvențe joase) [2], [3], [17]. În cazul redării stereofonice a sunetului se formează o imagine sonoră în spațiu, spre deosebire de redarea monofonică, cînd se poate spune că imaginea sonoră are un caracter subiectiv cu un relief plat și imprecis [4]. În cele ce urmează se va prezenta problema stereofoniei în radiodifuziune, care este în general destul de complicată și are un caracter foarte larg, nefiind numai o chestiune tehnică. Actualmente în întreaga lume se fac studii și se duc tratative pentru adoptarea unui standard universal, avînd în vedere că introducerea stereofoniei în radiodifuziune cere investiții mari (mai ales în ceea ce privește recepția programelor stereofonice). Se cunosc un număr mare de sisteme de radiodifuziune stereofonică care vor fi analizate mai jos, pentru a se justifica propunerea standardului ce se preconizează a fi folosit la noi în țară.

Pentru a se da ascultătorului posibilitatea formării unei imagini sonore în spațiu (care să permită localizarea surselor sonore), se pot folosi mai multe canale de transmisiune cu mai multe microfoane la emisie și mai multe difuzoare la recepție, distribuite în spațiu după o schemă asemănătoare cu schema de amplasare a microfoanelor la emisie. Actualmente pentru transmisiunile stereofonice se folosesc sistemele cu două canale de transmisiune, deoarece mărirea numărului de canale nu ar aduce îmbunătățiri esențiale în ceea ce privește calitatea transmisiunii stereofonice, dar ar duce la complicarea și scumpirea nejustificată a sistemului de transmisiune [2], [16]. În studioul de radiodifuziune sau la locul de emisiune există două microfoane care captează două semnale $A$ și $B$, care sînt transmise prin sistemul de transmisiune și ajung la două difuzoare (așezate la fel ca și microfoanele) pentru redarea corespunzătoare a audiției biaurale. S-a căzut de acord, în general, ca să se noteze cu $A$ semnalul captat de microfonul din stînga și cu $B$ semnalul captat de microfonul din dreapta. Pentru transmiterea celor două semnale se pot folosi fie două canale de radiofrecvență, fie unul singur [5], [16]. Utilizarea a două canale de radiofrecvență pentru transmiterea unui program stereofonic nu e posibilă, deoarece ar duce, pe de o parte, la utilizarea neeconomică a benzilor de frecvență acordate radiodifuziunii, la scumpirea nejustificată a aparatajului (două emițătoare și două receptoare distincte) și uneori la o redare stereofonică necorespunzătoare. Aceste considerente determină utilizarea pentru transmiterea programelor stereofonice a unui singur canal de radiofrecvență. Ținînd seama de cele amintite, este necesar să se analizeze condițiile pe care trebuie să le îndeplinească un sistem pentru transmisiuni radiofonice stereofonice [5], [6], [7], [16], (în ipoteza că se folosește un singur canal de radiofrecvență):

I. Sistemul trebuie să fie compatibil, adică redarea unei emisiuni stereofonice de către un receptor monofonic să fie calitativ la fel ca și redarea unei emisiuni monofonice, precum și posibilitatea ca un receptor stereofonic să recepționeze în aceleași condiții o emisiune monofonică ca și un receptor monofonic. Această cerință este impusă de numărul mare de emițătoare și receptoare monofonice existente în funcțiune.

De aici rezultă că un receptor monofonic ce recepționează o emisiune stereofonică trebuie să redea suma semnalelor $A+B$ care reprezintă informația monofonică, lucru ce trebuie avut în vedere la alegerea sistemului de modulație al emițătorului.

II. Distorsiunile de atenuare, de fază și neliniare nu trebuie să fie mai mari decît în transmisiunile monofonice.

III. Raportul de protecție semnal util/semnal perturbator necesar cînd semnalul util este stereofonic (atît în cazul recepției cu un receptor monofonic cît și cu unul stereofonic) trebuie să nu fie cu mult mai mare decît cel necesar cînd semnalul este monofonic. Rezultă că deviația maximă de frecvență a purtătoarei principale datorită fiecărui canal să fie cît mai apropiată de deviația maximă de frecvență pentru semnalul modulat cu un program monofonic obișnuit.

IV. Raportul semnal/zgomot, deci și teritoriul unde se recepționează o emisiune stereofonică, trebuie să nu fie cu mult mai mic decît pentru o transmisiune monofonică obișnuită.

V. Diafonia ca și intermodulația între cele două canale să fie cît mai mică.

VI. Receptorul stereofonic trebuie să fie simplu, costul lui să nu fie sensibil mai mare ca al receptoarelor monofonice. Adaptarea receptoarelor monofonice ca și a receptoarelor cu lanțul de joasă frecvență stereofonic pentru recepția emisiunilor stereofonice trebuie să fie simplă și ieftină.

La analiza diferitelor sisteme de radiodifuzine stereofonică se va ține seama de aceste considerente amintite. Se amintea la începutul articolului că stereofonia a venit să ridice calitatea transmisiunilor radiofonice. Aceasta determină ca radiodifuziunea stereofonică să fie legată de radiodifuziunea pe unde metrice (U.U.S.) cu modulație de frecvență, căci numai într-o transmisiune de calitate efectele stereofonice sînt puse în evidență. Trebuie arătat în același timp că, în special în S.U.A., s-au propus, experimentat și chiar realizat și standardizat și sisteme de radiodifuziune stereofonică cu MA lucrînd în unde medii, avînd în vedere larga răspîndire a rețelei de radiodifuziune cu MA. Dintre sistemele experimentale se amintesc: sistemul MA cu modulație dublă, cu o singură bandă laterală, în care, de exemplu, semnalul $A$ modulează banda laterală inferioară, iar semnalul $B$ modulează banda laterală superioară [6], [8], sistemul cu modulație de amplitudine (cu semnalul $A+B$) și modulație de frecvență (cu semnalul $A-B$) [6], [8], [9], [16] și semnalul MA cu modulație în cuadratură, prin care se poate transmite semnalul $A$ și $B$ [8], [16]. Toate aceste sisteme, deși se poate spune că sînt compatibile, totuși nu prezintă interes, deoarece efectul stereofonic este foarte mult diminuat de condițiile transmisiunii cu modulație de amplitudine în unde medii. În plus, costul receptoarelor este mult mai ridicat decît al receptoarelor monofonice obișnuite pentru recepționarea emisiunilor MA. Din cele arătate rezultă că sistemele de radiodifuziune stereofonică cu MA în unde medii nu pre-

zintă interes pentru transmisiunile stereofonice şi pe plan mondial nu vor fi luate în discuţie la adoptarea de standarde. (Trebuie avut în vedere că sistemele prezentate mai sus, lucrînd în unde medii, pot fi însă folosite la transmisiuni multiple, lucrînd pe aceleaşi canal de radiofrecvenţă). Mai jos vor fi descrise diferitele sisteme de radiodifuziune stereofonică cu MF lucrînd în unde metrice:

## 1. SISTEME MULTIPLE CU REPARTIŢIE ÎN FRECVENŢE

În aceste sisteme, unul din cele două canale ale unei transmisiuni stereofonice modulează direct în frecvenţă purtătoare de radiofrecvenţă, iar cel de al doilea canal modulează în frecvenţă sau amplitudine o subpurtătoare de frecvenţă supraaudibilă, subpurtătoare, care la rîndul ei modulează în frecvenţă purtătoarea principală. În felul acesta are loc o decalare pe scara frecvenţelor a celor două canale. Se cunosc mai multe sisteme:

*a) Sisteme cu subpurtătoare MF* [5], [6], [8], [10], [11], [12], [16]. Toate aceste sisteme se reduc în principiu la sistemul de bază propus de Crosby. În aceste sisteme subpurtătoarea este modulată cu semnalul $A-B$, ce poartă informaţia de stereofonie, iar purtătoarea de înaltă frecvenţă este modulată în frecvenţă atît de semnalul monofonic $A+B$, cît şi de subpurtătoare, în aşa fel încît deviaţia totală de frecvenţă a purtătoarei principale la vîrf de modulaţie să fie egală cu deviaţia nominală standardizată (± 50 kHz după normele O.I.R.T. şi ± 75 kHz, după normele C.C.I.R.). În general, deviaţia maximă de frecvenţă a subpurtătoarei ± 25 kHz. Alegerea acestor valori a fost determinată de necesitatea de a nu înrăutăţi mult raportul semnal/zgomot la ieşirea receptorului stereofonic în comparaţie cu un receptor monofonic similar (care se întîmplă atunci frecvenţa subpurtătoarei creşte), de a nu cobori diafonia între canale (atunci cînd frecvenţa subpurtătoarei scade sau deviaţia maximă a subpurtătoarei creşte) sub valoarea de −20 dB admisă în general ca valoare minimă şi de a nu mări banda de trecere a emiţătoarelor şi receptoarelor stereofonice în comparaţie cu emiţătoarele şi receptoarele monofonice. La recepţie, după demodularea semnalului de înaltă frecvenţă cu un discriminator de frecvenţă, se separă — cu ajutorul unui filtru trece-jos şi a unuia trece-bandă — semnalul $A+B$, respectiv subpurtătoarea modulată cu semnalul $A-B$. Subpurtătoarea este trecută printr-un limitator şi apoi demodulată într-un discriminator de frecvenţă. Semnalul rezultat $A-B$ împreună cu semnalul $A+B$ este introdus într-o matrice, la ieşirea căreia se obţin semnalele $A$ şi $B$ care merg la un agregat stereofonic de joasă frecvenţă pentru redare (fig. 1).

*b) Sistemele cu subpurtătoare MA* [5], [6], [10], [11]. În aceste sisteme semnalul $A+B$ modulează în frecvenţă purtătoarea principală, iar semnalul $A-B$ modulează în amplitudine o subpurtătoare supraaudibilă, care la rîndul ei modulează şi ea purtătoarea principală în frecvenţă. Schema unei astfel de transmisiuni este dată în figura 2.

Se constată că un astfel de sistem este compatibil, deoarece un receptor monofonic la recepţionarea unei emisiuni stereofonice va reda numai semnalul $A+B$, subpurtătoarea fiind eliminată datorită proprietăţii de filtru trece-jos a amplifi-

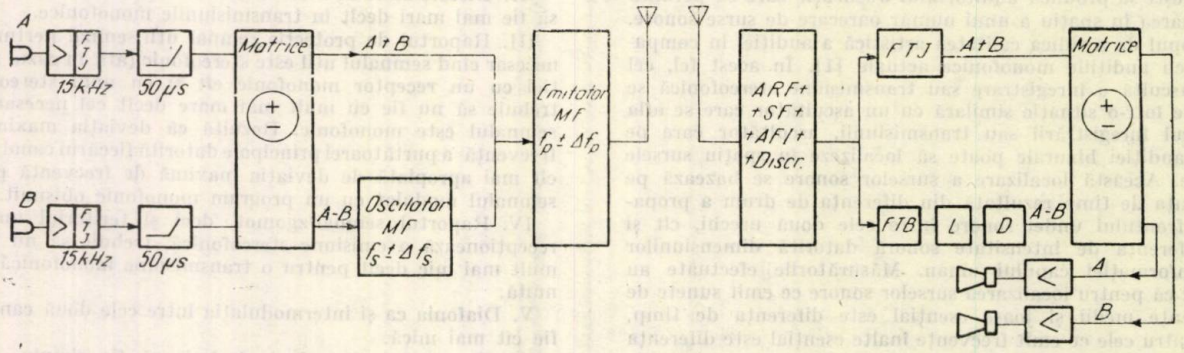



Fig. 1

deviaţia de frecvenţă a purtătoarei principale datorită semnalului $A+B$ (la vîrf de modulaţie) se ia egală cu deviaţia de frecvenţă datorită subpurtătoarei. Cu un receptor obişnuit pentru MF se recepţionează numai semnalul $A+B$ (ca în cazul unei recepţii monofonice), deoarece proprietatea de filtru trece-jos a lanţului de audiofrecvenţă elimină subpurtătoarea MF, ceea ce arată că sistemele sînt compatibile. Caracteristicile sistemelor cu subpurtătoare MF sînt: lărgimea benzii de frecvenţă a semnalelor $A+B$ şi $A-B$ de la 30. . . . 15 000 Hz, frecvenţa subpurtătoarei de circa 50 kHz.

catorului audio. De asemenea, un receptor stereofonic va reda o emisiune monofonică, deoarece în acest caz prin receptor va trece numai semnalul $A+B$, care va fi redat la ieşire.

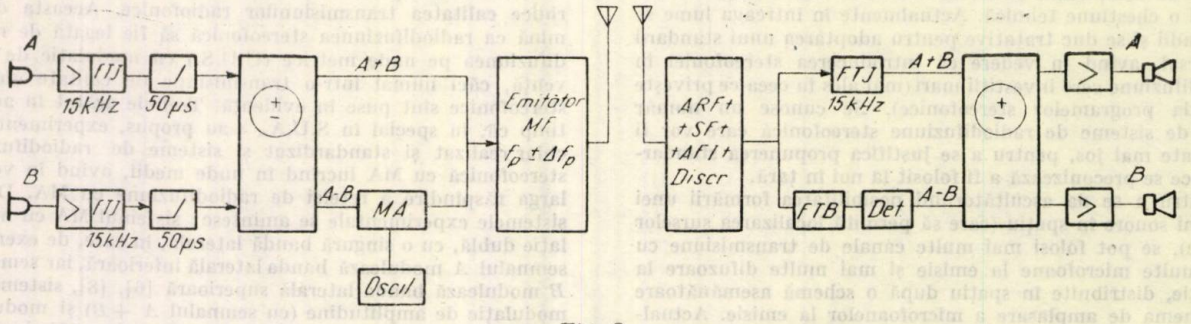



Fig. 2

Deviaţia de frecvenţă maximă, a purtătoarei datorită semnalului $A+B$ se ia cel puţin egală cu deviaţia de frecvenţă a purtătoarei datorită subpurtătoarei modulată de semnalul $A-B$ cu $m=1$.

*c) Sistemul cu subpurtătoare MA, cu subpurtătoarea suprimată* [5] [6], [7], [10], [13], [14]. În acest sistem acceptat de FCC ca normă în Statele Unite transmisiunea semnalelor

$A+B$ şi $A-B$ ale programului stereofonic se face ca şi în sistemul cu subpurtătoare MA descris mai sus, cu singura deosebire că subpurtătoarea este suprimată. Lărgimea de bandă a semnalelor $A+B$ şi $A-B$ este cuprinsă între 30 şi 15 000 Hz, iar frecvenţa subpurtătoarei suprimate este de 38 kHz. Pentru refacerea subpurtătoarei la recepţie se transmite un semnal-pilot de sincronizare de 19 kHz, care se găseşte într-o bandă unde nu există semnal de modulaţie util. Pentru a înţelege mai clar cauza ce a determinat alegerea mărimilor amintite pentru subpurtătoare şi semnalul de sincronizare, s-a reprezentat în figura 3 repartiţia spectrală a semnalului complex de modulaţie.

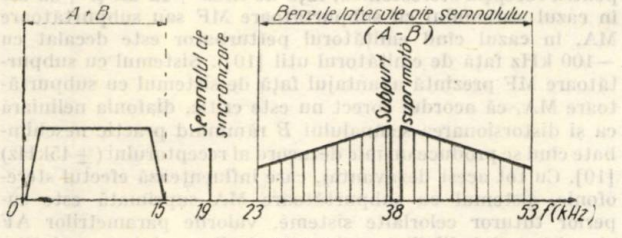



Fig. 3

În S.U.A. spectrul semnalului de modulaţie este completat pînă la 75 kHz pentru transmiterea prin intermediul unor subpurtătoare suplimentare şi a altor canale de informaţie. Actualmente se pare că sistemul va fi limitat numai pentru transmiterea programului stereofonic. Avantajul acestui sistem stă în faptul că atunci cînd semnalul $A+B$ este maxim, semnalul $A-B$ este nul şi invers. Aceasta determină să nu mai împărţim deviaţia maximă de frecvenţă a purtătoarei între cele două semnale stereofonice, aşa că deviaţia maximă de frecvenţă a purtătoarei principale, atunci cînd semnalul $A+B$ este maxim, poate fi 90% din deviaţia maximă de frecvenţă admisă pentru semnalul $RF$. Diferenţa de 10% se atribuie semnalului-pilot de sincronizare de 19 kHz. Acest fapt determină o reducere minimă a raportului semnal/zgomot în canalul principal. Un alt avantaj al suprimării purtătoarei este că la recepţie se poate reconstitui purtătoarea la un nivel ridicat, micşorînd distorsionarea semnalului $A-B$ şi îmbunătăţind randamentul detecţiei. Schema receptorului este simplă. După demodularea semnalului de înaltă frecvenţă cu ajutorul filtrelor se separă semnalul $A+B$, semnalul de sincronizare pe 19 kHz şi benzile laterale din canalul secundar. Se reface subpurtătoarea suprimată şi apoi cu ajutorul unei detecţii de vîrf se obţine semnalul $A-B$. În figura 4 este dată schema completă a sistemului.

Se constată uşor că sistemul este compatibil.

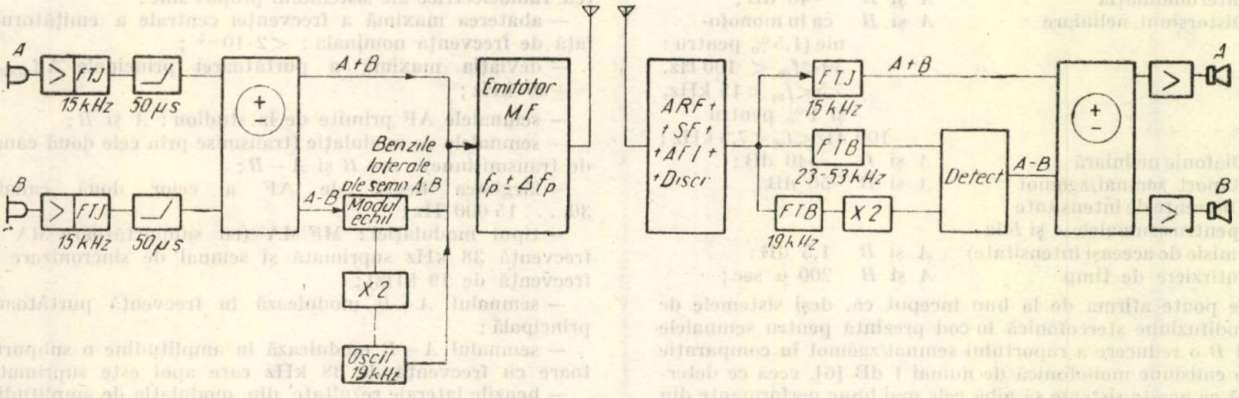



Fig. 4

## 2. SISTEME MULTIPLE CU REPARTIŢIE ÎN TIMP.

Se cunosc următoarele sisteme:

a) *Sistemul cu subpurtătoare modulată în amplitudine polar* [8]. În acest sistem o subpurtătoare supraaudibilă (31,25 kHz) este modulată polar de către semnalele $A$ şi $B$ în aşa fel, încît semiperioadele pozitive sînt modulate de semnalul $A$, iar cele negative de semnalul $B$. Subpurtătoarea modulată 100% modulează în frecvenţă purtătoarea principală cu o deviaţie de frecvenţă de $\pm 50$ kHz. Subpurtătoarea de frecvenţă $\omega_s$ modulată polar (fig. 5) de semnalele $A$ şi $B$ poate fi pusă sub forma:

$$U = A - B + (A + B)\cos \omega_s t \qquad (1)$$

Se constată că semnalul $U$ se compune din semnalul $A-B$ şi o subpurtătoare modulată în amplitudine de semnalul $A+B$. Dacă în prealabil semnalul $B$ este trecut printr-un circuit de defazare cu 180°, sistemul devine şi compatibil, deoarece purtătoarea principală este modulată în frecvenţă de semnalul $A+B$ şi o subpurtătoare modulată în amplitudine de semnalul $A-B$. Aspectul cel mai general al semnalului $U_1$, utilizînd defazarea amintită, este:

$$U_1 = A + B + K(A - B)\cos \omega_s t \qquad (2)$$

unde $K$ este o constantă care se alege între 1 şi 1,5 [8] pentru a obţine o diafonie cît mai mică între canale. Printr-o alegere judicioasă se obţine o diafonie mai mică de $-40$ dB. La recepţie, după discriminatorul de frecvenţă, utilizînd două detectoare de vîrf, se detectează anvelopa superioară, respectiv cea inferioară, obţinîndu-se semnalele $A$ şi $B$. Adaptarea receptoarelor obişnuite pentru recepţie este simplă, problema importantă fiind asigurarea unui defazaj de 180° a semnalului $B$ în toată banda de la 30—15 000 Hz. Frecvenţa subpurtătoarei s-a ales la o valoare pentru ca să se asigure ca diferitele componente ale celor două canale să nu se suprapună.

b) *Sistemul cu eşantionare cu modularea unei subpurtătoare constînd dintr-o succesiune de impulsuri (PAM)* [6], [10], [11]. În acest sistem două trenuri de impulsuri cu frecvenţă $f_s$ (în general de circa 30 kHz) sînt defazate cu 180° şi apoi modulate în amplitudine de semnalul $A$, respectiv

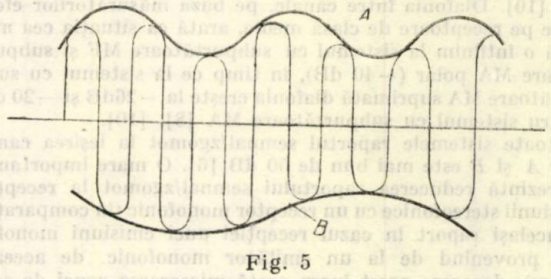



Fig. 5

$-B$. Semnalul astfel obţinut este trecut printr-un filtru trece-jos care lasă să treacă componentele de audiofrecvenţă $A+B$ şi banda inferioară a unei subpurtătoare de frecvenţă $f_s$, modulată de semnalul $A-B$, subpurtătoarea fiind eliminată (frecvenţa de tăierea filtrului fiind circa 30 kHz). Semnalului astfel obţinut i se adaugă un semnal de sincronizare de 30 kHz şi se obţine semnalul complex de modulaţie cu care se modulează în frecvenţă purtătoarea principală. La recep-

ție, după discriminatorul de frecvență cu ajutorul semnalului de sincronizare se reface subpurtătoarea și se obține prin detecție semnalul $A-B$, care, cu semnalul $A+B$ separat cu un filtru trece-jos, este introdus într-o matrice. La ieșire din matrice se capătă semnalele stereofonice $A$ și $B$. Se constată ușor că sistemul este compatibil.

În afară de sistemele descrise, s-au mai preconizat, pentru transmiterea programelor stereofonice pe un singur canal de radiofrecvență, sistemele cu codificarea informației de direcție. În principal totul se reduce la sistemul elaborat de Percival.

c) *Sistemul Percival* [5], [6], [8], [16]. În acest sistem purtătoarea principală este modulată în frecvență de semnalul $A+B$ și de o subpurtătoare cu frecvența de 22 kHz, modulată în cod de un semnal ce poartă informații de direcție și avînd o lărgime a benzii de frecvență de circa 100 Hz. În felul acesta lărgimea benzii de frecvență a semnalului de modulație a purtătoarei este redusă, dar sistemul este complicat și redarea stereofonică nu este de calitate, fiind mai mult o redare pseudo-stereofonică. Sistemul este compatibil.

O analiză comparativă a sistemelor descrise se poate face numai dacă vom lua în considerare o serie de valori minime ale parametrilor AF ai unei transmisiuni stereofonice compatibile, la ieșirea canalului de transmisiune [7], stabilite de o comisie a Uniunii europene de radiodifuziune. Aceste valori sînt :

| —Parametri | Semnale | Valori |
|---|---|---|
| — Lărgimea benzii de frecvență | $A$ și $B$ | 30 . . . 15 000 Hz (ca în monofonie) ; |
| — Diafonia între canale | $A$ și $B$ | —20 dB ; |
| — Intermodulația | $A$ și $B$ | —40 dB ; |
| — Distorsiuni neliniare | $A$ și $B$ | ca în monofonie (1,5 % pentru : $30<f_m<100$ Hz, $7{,}5<f_m<15$ kHz, și 1 % pentru 100 Hz$<f_m<$7,5 kHz ; |
| — Diafonie neliniară | $A$ și $B$ | —40 dB ; |
| — Raport semnal/zgomot | $A$ și $B$ | 50 dB ; |
| — Diferențe de intensitate (pentru semnalele $A$ și $B$ la emisie de aceeași intensitate) | $A$ și $B$ | 1,5 dB ; |
| — Întîrziere de timp | $A$ și $B$ | 200 $\mu$ sec ; |

Se poate afirma de la bun început că, deși sistemele de radiodifuziune stereofonică în cod prezintă pentru semnalele $A$ și $B$ o reducere a raportului semnal/zgomot în comparație cu o emisiune monofonică de numai 1 dB [6], ceea ce determină ca aceste sisteme să aibă cele mai bune performanțe din acest punct de vedere, totuși din punctul de vedere al calității redării stereofonice și al gradului de complicație a instalațiilor ele nu vor găsi aplicație practică. În ceea ce privește lărgimea benzii de frecvență pentru semnalele $A$ și $B$, toate sistemele descrise, după cum s-a arătat, transmit banda cuprinsă între 30. . . .15 000 Hz. De asemenea, se poate spune că toate sistemele îndeplinesc condițiile în ceea ce privește caracteristica amplitudine-frecvență și distorsiunile neliniare [8], [10]. Diafonia între canale, pe baza măsurătorilor efectuate pe receptoare de clasă medie, arată că situația cea mai bună o întîlnim la sistemul cu subpurtătoare MF și subpurtătoare MA polar (—40 dB), în timp ce la sistemul cu subpurtătoare MA suprimată diafonia crește la —26dB și —20 dB pentru sistemul cu subpurtătoare MA [8], [10].

La toate sistemele raportul semnal/zgomot la ieșirea canalelor $A$ și $B$ este mai bun de 50 dB [6]. O mare importanță o prezintă reducerea raportului semnal/zgomot la recepția emisiunii stereofonice cu un receptor monofonic (în comparație cu același raport în cazul recepției unei emisiuni monofonice provenind de la un emițător monofonic de aceeași putere), deoarece acest lucru arată micșorarea zonei de serviciu a emițătorului stereofonic în comparație cu unul similar monofonic. Dintre sistemele prezentate, sistemul cu subpurtătoare MA suprimată este cel mai avantajos, deoarece reducerea este de numai 1 dB, în timp ce la celalalte sisteme este de 6 dB. Aceste valori se pot determina ușor, dacă se ține seamă că raportul semnal/zgomot e direct proporțional cu deviația de frecvență a purtătoarei principale datorită semnalului $A+B$ și că reducerea este proporțională cu raportul între deviația de frecvență a purtătoarei principale datorită semnalului $A+B$ și deviația maximă de frecvență a purtătoarei principale. Acest ultim considerent, ca și faptul că performanțele în ceea ce privește parametrii AF ai sistemului de transmisiune sînt în limite admise, pledează pentru adoptarea ca standard pentru radiodifuziunea stereofonică a sistemului cu subpurtătoare MA suprimată. În afară de aceste avantaje ale sistemului cu subpurtătoare suprimată, mai amintim și o sensibilitate la perturbații, mai mică decît la sistemele cu subpurtătoare MF sau subpurtătoare MA, ceea ce determină o creștere mică a rapoartelor de protecție necesare (+3 dB pentru recepția monofonică și +15 dB pentru recepția stereofonică, față de circa +12 dB și +33 dB în cazul sistemului cu subpurtătoare MF sau subpurtătoare MA, în cazul cînd emițătorul perturbator este decalat cu —100 kHz față de emițătorul util [10]). Sistemul cu subpurtătoare MF prezintă avantajul față de sistemul cu subpurtătoare MA, că acordul corect nu este critic, diafonia neliniară ca și distorsionarea semnalului $B$ rămînînd practic neschimbate cînd se produce un mic dezacord al receptorului ($\pm$45kHz) [10]. Cu tot acest dezavantaj, care influențează efectul stereofonic, sistemul cu subpurtătoare MA suprimată este superior tuturor celorlalte sisteme, valorile parametrilor AF ale sistemului fiind superioare valorilor minime amintite, iar instalația fiind relativ simplă. În plus trebuie avut în vedere faptul că transformarea emițătoarelor monofonice existente este foarte simplă. Ținînd seama de aceste elemente, Institutul Politehnic București propune a fi standardizat pentru R.P.R. sistemul de radiodifuziune stereofonică compatibilă cu un singur canal de radiofrecvență, lucrînd cu MF în unde metrice, cu subpurtătoare MA suprimată. Performanțele radioelectrice ale sistemului propus sînt :

— abaterea maximă a frecvenței centrale a emițătorului față de frecvența nominală : $<2\cdot10^{-5}$ ;

— deviația maximă a purtătoarei principale $\Delta f_{max}= \pm 50$ kHz ;

— semnalele AF primite de la studiou : $A$ și $B$ ;

— semnalele de modulație (transmise prin cele două canale de transmisiune) : $A+B$ și $A-B$ ;

— lărgimea benzii de AF a celor două canale : 30. . . . 15 000 Hz ;

— tipul modulației : MF/MA (cu subpurtătoare MA de frecvență 38 kHz suprimată și semnal de sincronizare cu frecvență de 19 kHz) ;

— semnalul $A+B$ modulează în frecvență purtătoarea principală ;

— semnalul $A-B$ modulează în amplitudine o subpurtătoare cu frecvența de 38 kHz care apoi este suprimată ;

— benzile laterale rezultate din modulația de amplitudine a subpurtătoarei suprimate modulează în frecvență purtătoarea principală ;

— semnalul de sincronizare cu frecvența 19 kHz modulează în frecvență purtătoarea principală ;

— lărgimea benzii de frecvență a semnalului complex de modulația purtătoarei principale : 30Hz. . . 53kHz. Utilizarea acestei benzi este :

| | |
|---|---|
| 30 Hz. . . 15 kHz | — semnalul $A+B$ ; |
| 19 kHz. . . | — semnalul de sincronizare ; |
| 23 kHz. . . 53 kHz | — benzile laterale ale subpurtătoarei suprimate, modulate de semnalul $A-B$ ; |

— deviația de frecvență maximă a purtătoarelor principale datorită semnalului $A+B$ (cînd $A+B$ este maxim, $A-B$ este nul și invers) : 0,9 $\Delta f_{max} = \pm 45$ kHz ;

— deviație de frecvență maximă a purtătoarei principale datorită benzilor laterale ale subpurtătoarei suprimate, modulată de semnalul $A-B = 0{,}9\Delta f_{max} = \pm 45$ kHz ;

— deviație de frecvență a purtătoarei principale datorită semnalului de sincronizare : $0{,}1\,\Delta f_{max} = \pm 5$ kHz ;

— neuniformitatea curbei de atenuare în funcție de frecvență a semnalelor $A$ și $B$ în banda de 30. . .15 000 Hz trebuie să fie $\pm$1 dB, față de atenuarea la 1 000 Hz ;

— factorul de distorsiune neliniară a semnalelor $A$ și $B$ la ieșirea din sistemul de transmisiune în banda frecvențelor de 30. . .15 000 Hz pentru deviația maximă de frecvență a purtătoarei principale nu trebuie să depășească 1,5 % în benzile de frecvență de 30. . .100 Hz și 7,5. . .15 kHz și 1 % în banda de frecvență de 100. . . 7 500 Hz ;

— diafonia între semnalele $A$ și $B$ trebuie să fie mai mică, —20 dB pentru frecvențele cuprinse între 100. . .5 000 Hz și mai mică, —14 dB la frecvența de 10 kHz;

— raportul semnal/zgomot referitor la cele două semnale $A$ și $B$: cel puțin 50 dB;

— intermodulația între semnalele $A$ și $B$: $<-40$ dB;

— diferența de intensitate între semnalele $A$ și $B$: 1,5 dB la toate frecvențele;

— nivelul modulației parazite de amplitudine a emițătorului MF în timpul modulației nu trebuie să fie mai mare —40 dB;

— constanta de accentuare: 50 μsec.

Sistemul propus a fi standardizat prezintă avantajul că poate fi aplicat cu multă ușurință la toate tipurile de emițătoare MF și în special la emițătoarele la care modulația de frecvență se obține din modulația de fază cu ajutorul unui circuit de corecție. La aceste din urmă tipuri de emițătoare se știe că prezintă o mare dificultate transmiterea unui semnal de modulație cu un spectru larg de frecvență [15]. Din aceste motive un colectiv de la Institutul Politehnic București a propus un procedeu nou de modulație de fază. Semnalul complex de modulație se împarte în două: 1) de la 30. . . 15 000 Hz (cuprinde semnalul $A+B$) și 2) de la 15. . .53kHz (cuprinde semnalul de sincronizare de 19 kHz și benzile late-

*Tabela 1*

**Indici calitativi ai diferitelor sisteme de radiodifuziune stereofonică**

| Indicii calitativi | Sistemul cu subpurtătoare MF | Sistemul cu subpurtătoare MA | Sistemul cu subpurtătoare MA suprimată | Sistemul cu subpurtătoare MA polar | Sistemul cu eșantionare cu modularea unei subpurtătoare constînd dintr-o succesiune de impulsuri | Sistemul Percival |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Lărgimea benzii de frecvență a semnalelor $A+B$ și $A-B$ | 30—15 000 Hz | 30—15 000 Hz | 30—15 000 Hz | 30—15 000 Hz | 30—15 000 Hz | 30—15 000 Hz (numai pentru $A+B$) |
| Frecvența subpurtătoarei | 50 kHz | 35—70 kHz | 38 kHz | 31,25 kHz | 30 kHz | 22 kHz |
| Deviația maximă de frecvență a purtătoarei principale datorită semnalului $A+B$ (în procente față de deviația maximă nominală) | 50 % | 50 % | 90 % | 50 % | 66 % | 90 % |
| Deviația maximă de frecvență a purtătoarei principale datorită subpurtătoarei modulate cu semnalul $A-B$ | 50 % | 50 % | 90 % | 50 % | — | — |
| Deviația de frecvență a purtătoarei datorită semnalului de sincronizare | — | — | 10 % | — | 6,6 % | 10 % |
| Reducerea raportului semnal/zgomot la recepția monofonică | 6 dB | 6 dB | 1 dB | 6 dB | 3,5 dB | 1 dB |
| Reducerea raportului semnal/zgomot la ieșire pentru semnalul $A$ sau $B$ | 13 dB | — | 20 dB | 17 dB | 14,5 dB | 1 dB |
| Diafonie globală între $A$ și $B$ | —40 dB | —20 dB | —26 dB | —40 dB | —20 dB | — |
| Distorsiuni neliniare ale semnalului $A$ (la frecvența de 1 000 Hz) | 0,8 % | 0,8 % | 1,5 % | — | 0,8 % | — |
| Distorsiuni neliniare ale semnalului $B$ (la frecvența de 1 000 Hz) | 1,5 % | 1,5 % | 1,5 % | — | — | — |
| Intermodulația între canale | $<-40$ dB | $<-40$ dB | $<-40$ dB | — | — | — |
| Diafonie neliniară | —42 dB | —45 dB | — | — | — | — |
| Mărirea rapoartelor de protecție necesare la un ecart între semnalul util și perturbator de 100 kHz (față de emițătoarele monofonice): | | | | | | |
| — în recepția monofonică | 12 dB | 13 dB | 3 dB | — | — | — |
| — în recepția stereofonică (a unei emisiuni stereofonice) | 33 dB | 36 dB | 15 dB | — | — | — |

rale ale subpurtătoarei suprimate, modulată de semnalul $A-B$). Modulaţia se face în puncte diferite în lanţul de multiplicare a frecvenţei semnalului RF, cele două părţi avînd niveluri corespunzătoare ca valoarea pe care o are frecvenţa semnalului RF. Are loc, ca urmare a utilizării acestui sistem, o îmbunătăţire a liniarităţii caracteristicii de modulaţie, a stabilităţii frecvenţei centrale (prin utilizarea unui oscilator cu cuarţ) şi a raportului semnal/zgomot pe canalul prin care se transmite semnalul $A-B$. La noi în ţară se poate aplica cu succes, cu modificări foarte mici ale emiţătoarelor MF, sistemul de radiodifuziune stereofonică cu subpurtătoarea MA suprimată. În tabelul alăturat se dau indicii calitativi ce se pot obţine în diverse sisteme de radiodifuziune stereofonică prezentată mai sus.

BIBLIOGRAFIE


[1] CLOUARD, R. *Stéreophonie et radiodiffusion*. L'Onde Electrique, nr. 420, martie, 1962, pag. 187–190.

[2] CHATENAY, L. *Systèmes de prise de son et conditions d'ecoute en stéréophonie*. L'Onde Electrique, nr. 420, martie, 1962, pag. 191–199.

[3] MERTENS, H. *Principes d'une étude quantitative de l'ouie directionnelle en stéréophonie*. L'Onde Electrique, nr. 420, martie, 1962, pag. 176–182.

[4] CONDAMINES, R. *De la stéréophonie pure à la monophonie*. L'Onde Electrique, nr. 420, martie, 1962, pag. 200–207.

[5] WENDA, S. *Dezvoltarea sistemelor de radiodifuziune stereofonică pe UUS cu MF cu multiplicare în timp a canalelor* (traducere din limba polonă). Electronică şi telecomunicaţii (I.D.T.), Caiet selectiv, nr. 9, septembrie, 1962, pag. 527–535.

[6] WILHELM, K. *Examinarea celor mai importante propuneri de transmiteri stereofonice a emisiunilor radio* (traducere din limba germană). Electronică şi telecomunicaţii (I.D.T.), Caiet selectiv nr 2. februarie, 1962, pag. 94–110.

[7] MATRAS, J. *La radiodiffusion stéréophonique dans le cadre européen*. L'Onde Electrique, nr. 420, martie, 1962, pag. 155–171.

[8] GAKLIN, D.I., KONONOVICI, L.M., KOROLKOV, V.G. *Stereofoniceskoe radioveşcianie i zvukozapis*. Moscova, Gosenergoizdat, 1962.

[9] AVINS, J.ş.a. *Compatible Stereophonic System for the AM Broadcast Band*. R.C.A. Review, nr. 3, septembrie, 1960, pag. 299–359.

[10] KELLER, A. *Etude des procédée de radiodiffusion stéréophonique* L'Onde Électrique, nr. 420, martie, 1962, pag. 219–224.

[11] RAMAIN, Ph. *Transmissions FM multiplex et stéréophonie*. Toute la radio, nr. 258, septembrie, 1961, pag. 293–298.

[12] CASTELNUOVO, G. *La stéréophonie en Italie*. L'Onde Électrique, nr. 420, martie, 1962, pag. 225–232.

[13] BONHOMME, M. *Stéreophonie en multiplex* FM. Toute l'électronique, nr. 273, februarie, 1963, pag. 51–55.

[14] KASSENS, H.L. *Standards for Stéréophonie Broadcasting*. IRE Transactions on Broadcating, nr. 1, aprilie, 1962, pag. 24–27.

[15] CARTIANU, Gh. *Modulaţia de frecvenţă*. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1958.

[16] GROTELÜSCHEN, G. *Rundfunkübertcagungsverfahren für Stereophonie*. Radio und Fernsehen, nr. 16, 1961, pag. 495–497, nr. 17/1961, pag. 552–554, nr. 18/1961, pag. 574–576.

[17] CODWIN, R.W. *Clinical Testing for Sourd Localisation*. The Annales of Otology, Rhinology & Laringology (U.S.A.), vol. LXX, nr. 4, decembrie, 1961, pag. 970–996.



**Conf. ing. MIHAI DRĂGĂNESCU,**
**candidat în Ştiinţe tehnice,**
**laureat al Premiului de Stat**
**Ing. GHEORGHE SAMACHIŞĂ**


# Inductanţe solide plane

## 1. Introducere.

Inductanţa solidă este un element de circuit cu comportare inductivă într-un anumit domeniu de frecvenţă, realizat ca o structură compactă, unică, dintr-un corp solid care de obicei este un material semiconductor.

Problema realizării acestui tip de inductanţă a apărut ca urmare a dezvoltării tehnicii circuitelor solide, ca o etapă în procesul microminiaturizării circuitelor electronice.

Realizări relativ noi cu rezultate promiţătoare [1], [2], [3], fac posibilă punerea în valoare a potenţialului ridicat a unei categorii noi de circuite solide, aşa-numitele circuite bidimensionale, realizate sub forma unor straturi subţiri, care se deosebesc esenţial de circuitele solide „de volum".

Perspectiva acestor circuite, drept-urmare a performanţelor ce se pot obţine, pune astăzi problema realizării inductanţei solide bidimensionale (*plane* sau *de strat*) ca element de circuit, întrucît realizarea rezistenţelor şi capacităţilor nu constituie în momentul de faţă o problemă.

După cum este cunoscut [4], efectele inductive datorate inerţiei purtătorilor mobili de sarcină în dispozitivele semiconductoare nu satisfac în general cerinţele practicii, astfel că această cale de a obţine inductanţe solide de orice tip pare să nu aibă interes practic. Inductanţe solide *de volum* cu rezultate promiţătoare s-au obţinut cu un tranzistor într-un montaj special — tranzistorul inductiv — care este de fapt un tranzistor de reactanţă [4], [5]. Problema obţinerii inductanţelor solide plane nu este încă atacată în literatura de specialitate.

În lucrarea de faţă, urmînd metoda de obţinere a inductanţelor solide *de volum*, se va studia comportarea inductivă a tranzistorului cu straturi subţiri în montaj de tranzistor de reactanţă cu scopul de a-l utiliza ca inductanţă solidă plană. Lucrarea are un caracter teoretic, discutîndu-se însă şi posibilităţile de realizare practică a inductanţelor solide plane.

## 2. Schema echivalentă a tranzistorului cu straturi subţiri

Constructiv, tranzistorul cu straturi subţiri este realizat ca în figura 1.

Deşi nu există o teorie unitară a acestui tip de tranzistor, totuşi pe baza caracteristicilor statice şi a altor date experi-

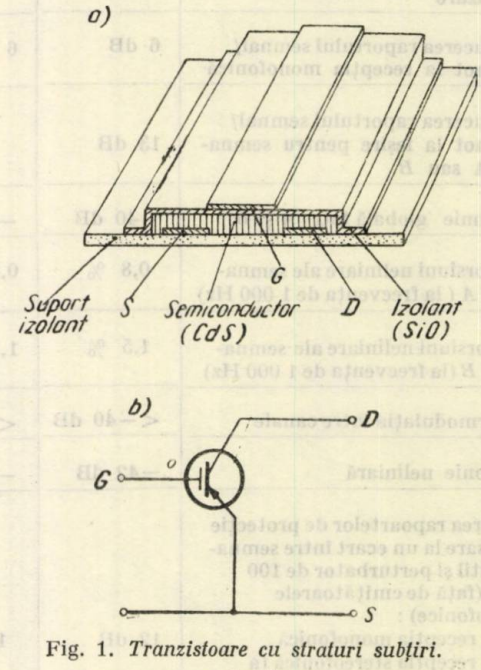



Fig. 1. *Tranzistoare cu straturi subţiri.*
*a — structura;*
b — *simbolul*

mentale [1], [2], [3], se poate adopta circuitul echivalent din figura 2. Circuitul este valabil într-un domeniu întins de frecvență, începînd cu frecvențele joase pînă la frecvențe înalte (în domeniul sutelor de MHz), însă parametrii circuitului depind foarte mult de tehnologia dispozitivului [2].

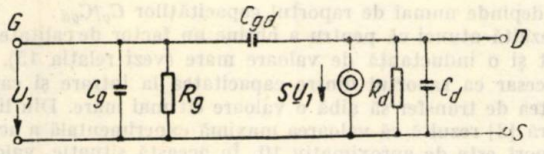



Fig. 2. *Circuitul echivalent al tranzistorului cu straturi subțiri.*

calculul impedanței de ieșire se poate utiliza atunci circuitul echivalent din figura 4. Într-o primă aproximație vom neglija

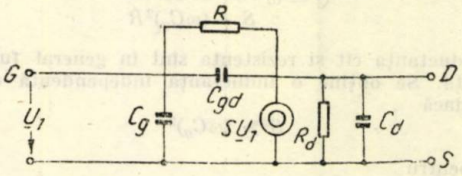



Fig. 4. *Circuitul echivalent al tranzistorului de reactanță*

elementele parazite din schemă, astfel că circuitul echivalent pe care îl vom utiliza este cel simplificat din figura 5. Ulterior vom analiza în ce măsură parametrii neglijați afectează comportarea circuitului.

| S[mA/V] | $R_g$[MΩ] | $C_g$[pF] | $C_g/C_{gd}$ | $C_d$[pF] | $\chi = \frac{S}{2\pi C_g}$[MHz] | Date din: | Observații |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 5 | | 300 | | | 2,65 | [1] | |
| 25 | | 50 | | | 80 | [1] | |
| 5 | 2 | 100 | | | 8 | [2] | |
| 1,5 | | 90 | 10 | 5 | 2,75 | [3] | |

În tabela de mai jos se dau spre orientare cîteva din datele experimentale [1], [2], [3], obținute pentru cele cîteva exemplare realizate pînă în prezent.

Este interesant de amintit că aceste performanțe sînt obținute la primele exemplare de laborator, ele putînd fi probabil îmbunătățite prin punerea la punct a tehnologiei. În lucrarea [3] se afirmă că se vor putea obține în viitor tranzistoare cu parametrii: $S=25$ mA/V, $R_g \simeq 5$ MΩ, $C_{gd} \approx 10$ și $\chi \approx 100...150$ MHz.

### 3. Impedanța tranzistorului de reactanță (capacitatea $C_{gd}$ neglijabilă)

Luînd în considerație capacitatea $C_g$ de la intrarea tranzistorului, circuitul de reactanță se obține prin introducerea rezistenței de reacție $R$ între punctele $G$ și $D$ (fig. 3). Pentru

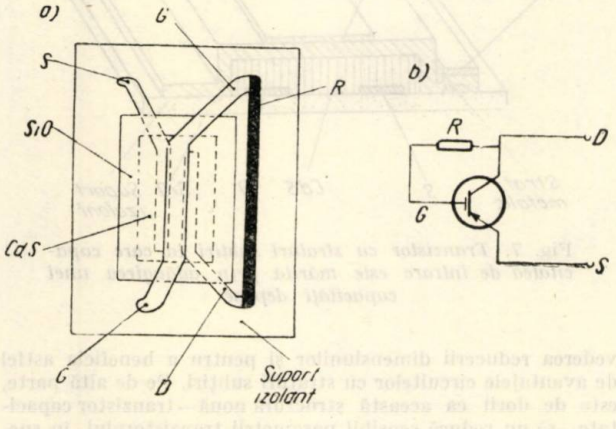



Fig. 3. *Tranzistor de reactanță cu straturi subțiri*

a — *structura propusă*;
*b — simbolul tranzistorului de reactanță*

Cu notațiile din figura 5 impedanța pe care o oferă circuitul între punctele $D$ și $S$ este egală cu

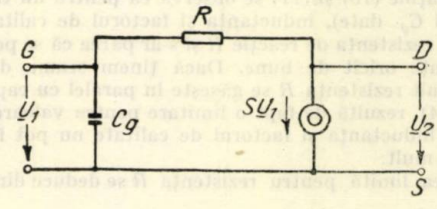



Fig. 5. *Circuitul echivalent simplificat al tranzistorului de reactanță*

$$Z = \frac{U_2}{S\dfrac{U_2 \dfrac{1}{j\omega C_g}}{R + \dfrac{1}{j\omega C_g}} + \dfrac{U_2}{R + \dfrac{1}{j\omega C_g}}} \tag{1}$$

sau

$$Z = \frac{1 + j\omega RC_g}{S + j\omega C_g} \tag{2}$$

Din (2) rezultă

$$Z = \frac{S + (\omega C_g)^2 R + j\omega C_g (RS-1)}{S^2 + (\omega C_g)^2} \tag{3}$$

Dacă

$$RS > 1 \tag{4}$$

din (3) rezultă că impedanța $Z$ este constituită din inductanța

$$L = \frac{C_g (RS-1)}{S^2 + (\omega C_g)^2} \tag{5}$$

în serie cu rezistența

$$\mathcal{R} = \frac{S + (\omega C_g)^2 R}{S^2 + (\omega C_g)^2} \tag{6}$$

Factorul de calitate al inductanței va fi egal cu

$$Q = \omega \frac{C_g (RS - 1)}{S + (\omega C_g)^2 R} \tag{7}$$

Atît inductanța cît și rezistența sînt în general funcție de frecvență. Se obține o inductanță independentă de frecvență dacă

$$S^2 \gg (\omega C_g)^2 \tag{8}$$

adică pentru

$$\omega < \omega_c = \frac{S}{\sqrt{10}\, C_g} \tag{9}$$

cînd inductanța are expresia

$$L = \frac{RC_g}{S}\left(1 - \frac{1}{RS}\right) \tag{10}$$

Factorul de calitate variază cu frecvența, trecînd prin valoarea maximă

$$Q_{max} = \frac{1}{2}\sqrt{SR}\left(1 - \frac{1}{RS}\right) \tag{11}$$

la frecvența

$$\omega_q = \frac{1}{C_g}\sqrt{S/R} \tag{12}$$

**4. Influența capacității $C_{gd}$.**

Din relațiile (10) și (11) se observă că pentru un tranzistor dat, ($S$ și $C_g$ date), inductanța și factorul de calitate cresc o dată cu rezistența de reacție $R$ și s-ar părea că se pot obține performanțe oricît de bune. Dacă ținem seama de faptul că în circuit rezistența $R$ se găsește în paralel cu capacitatea $C_{gd}$ (fig. 4), rezultă de fapt o limitare pentru valoarea lui $R$, astfel că inductanța și factorul de calitate nu pot fi mărite oricît de mult.

Valoarea limită pentru rezistența $R$ se deduce din inegalitatea

$$R \leqslant \frac{1}{10\omega_s C_{gd}} \tag{13}$$

unde $\omega_s$ este pulsația pînă la care interesează comportarea inductivă a dispozitivului. Peste această frecvență, rezistența $R$ începe să fie șuntată și apoi scurtcircuitată de capacitatea $C_{gd}$.

Presupunînd că între $\omega_s$ și $\omega_c$ există o relație de forma $\omega_s = k\omega_c$, unde $K$ poate fi ales în funcție de condițiile concrete de proiectare, rezultă pentru $R$ condiția:

$$R \leqslant \frac{1}{\sqrt{10}KS}\,\frac{C_g}{C_{gd}} \tag{14}$$

**5. Influența raportului capacităților $C_g/C_{gd}$**

Din relațiile (9) și (13) rezultă:
pentru

$$\frac{C_g}{10C_{gd}} < \sqrt{SR} \tag{15}$$

$$\omega_q > \omega_s \tag{16}$$

iar pentru

$$\frac{C_g}{10C_{gd}} \geqslant \sqrt{SR} \tag{17}$$

$$\omega_q \leqslant \omega_s \tag{18}$$

adică valoarea maximă a factorului de calitate se obține în domeniul în care comportarea dispozitivului este inductivă numai dacă raportul capacităților satisface inegalitatea (17). În practică interesează mai ales o asemenea situație.

Valoarea maximă pe care o poate lua factorul de calitate în acest domeniu rezultă din (11) și (17)*)

$$2\,Q_{max} = \frac{C_g}{10\,C_{gd}} \tag{19}$$

și depinde numai de raportul capacităților $C_g/C_{gd}$.

Rezultă atunci că pentru a obține un factor de calitate ridicat și o inductanță de valoare mare (vezi relația 15), este necesar ca raportul dintre capacitatea la intrare și capacitatea de transfer să aibă o valoare cît mai mare. Din literatură [3] rezultă că valoarea maximă experimentală a acestui raport este de aproximativ 10. În această situație, valoarea maximă a factorului de calitate care se poate obține în domeniul definit de (18) este 1/2, ceea ce evident este mult sub cerințele practicii.

Mărirea raportului $C_g/C_{gd}$ și prin aceasta îmbunătățirea performanțelor tranzistorului de reactanță este posibilă în principiu pe două căi:

1. Prin așezarea nesimetrică a electrozilor $S$ și $D$ față de electrodul $G$ (fig. 6), însă se pare că pe această cale nu se poate mări prea mult acest raport.

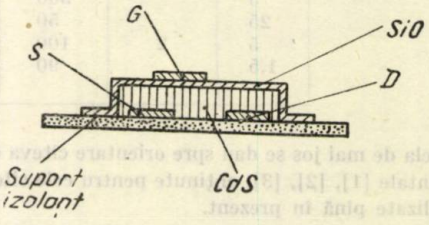



Fig. 6. *Tranzistor cu straturi subțiri la care capacitatea de intrare se mărește prin așezarea nesimetrică a electrozilor.*

2. Prin mărirea artificială a capacității $C_g$ adăugînd din afară o capacitate de valoare mare în paralel cu capacitatea proprie a tranzistorului. Acesta este de altfel procedeul utilizat și la tuburile electronice de reactanță pentru același motiv. În cazul de față însă problema măririi capacității este ceva mai complicată în comparație cu cea de la tuburile electronice prin faptul că această capacitate din afară trebuie să formeze cu tranzistorul propriu-zis o structură cît mai compactă în

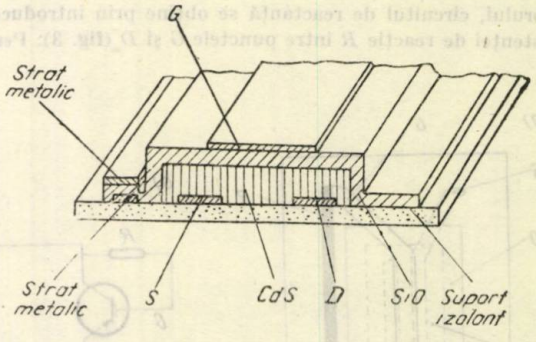



Fig. 7. *Tranzistor cu straturi subțiri la care capacitatea de intrare este mărită prin adăugirea unei capacități depuse*

vederea reducerii dimensiunilor și pentru a beneficia astfel de avantajele circuitelor cu straturi subțiri. Pe de altă parte, este de dorit ca această structură nouă — tranzistor capacitate — să nu reducă sensibil parametrii tranzistorului, în special panta. Fără a ne ocupa de tehnologia acestui dispozitiv, în figura 7 se arată una din structurile la care este posibilă

*) La deducerea expresiei (19) s-a considerat $RS \gg 1$, condiție care este ușor îndeplinită practic.

mărirea artificială a capacității $C_g$ prin depunerea unei capacități suplimentare. Dacă se reușește pe această cale să se mărească $C_g$ de 20 de ori, deci să se obțină un raport $C_g/C_{gd} = 200$, atunci se poate obține un factor de calitate cu valoarea maximă egală cu 10 în domeniul de frecvență $\omega < \omega_s$. Prin mărirea capacității $C_g$ se reduce însă domeniul de frecvență în care inductanța nu variază cu frecvența (relația 9). Acesta este evident un lucru nedorit, însă o altă soluție nu există.

**6. Dependența inductanței și a factorului de calitate de frecvență și de parametrii circuitului.**

Dacă se notează cu $n$ raportul între capacitatea totală la intrarea tranzistorului $C_{g\,tot}$ și capacitatea de reacție proprie $C_{gd}$, adică

$$n = \frac{C_{g\,tot}}{C_{gd}} \tag{20}$$

atunci pe baza relației (9) și (14) rezultă :

$$Q = \frac{\omega}{10\omega_s}\, n\, \frac{1 - \frac{\sqrt{10K}}{n}}{1 + \left(\frac{\omega}{\sqrt{10}\omega_c}\right)^2 \frac{n}{\sqrt{10K}}} \tag{21}$$

$$Q_{max} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{n}{\sqrt{10K}}}\left[1 - \frac{\sqrt{10K}}{n}\right] \tag{22}$$

$$L = \frac{\frac{1}{\sqrt{10}\,\omega_c S}\left(\frac{n}{\sqrt{10K}} - 1\right)}{1 + \left(\frac{\omega}{\sqrt{10}\,\omega_c}\right)^2} \tag{23}$$

Pe baza relației (21), în figura 8 s-a trasat dependența de frecvență a factorului de calitate pentru $R$=ct. și $n$ parametru, iar în figura 9 aceeași curbă însă pentru $n$=ct. și $R$ parametru pentru un dispozitiv cu $S$=25 mA/V. În aceste figuri s-au reprezentat și limitele $\omega_s$ date de condiția (13), pentru $\omega > \omega_s$ teoria nemaifiind valabilă.

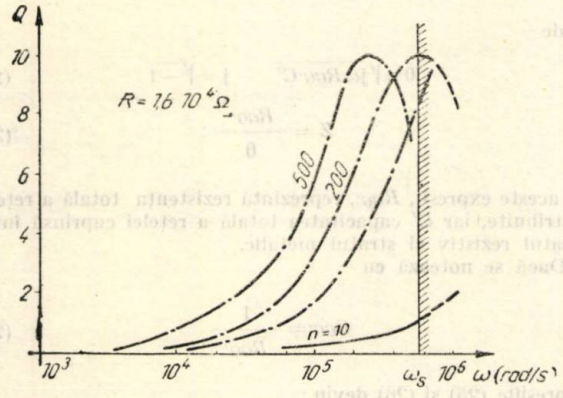



Fig. 8. *Variația factorului de calitate cu frecvența pentru rezistența de reacție constantă, având ca parametru raportul* $C_g\ C_{gd}$.

În figura 10 s-a trasat pentru același dispozitiv dependența de frecvență a inductanței $L$ (relația 23) pentru $n$ parametru și $R$=ct., iar în figura 11 aceeași curbă, pentru $n$=ct. și $R$ parametru.

Din aceste figuri se observă mărirea factorului de calitate și a inductanței cu creșterea lui $R$, însă în acest caz rezultă o scădere a frecvenței superioare de lucru. După cum s-a arătat și în paragraful 4, acest efect nefavorabil este datorat capacității $C_{gd}$.

Deși această capacitate are, în general, la tranzistoarele realizate practic o valoare mică, totuși efectul ei este foarte important atunci cînd dorim să realizăm inductanțe într-un domeniu mare de frecvență, cu un factor de calitate cu valoare ridicată. Efectul capacității $C_{gd}$ asupra performanțelor tranzistorului de reactanță cu straturi subțiri iese în evidență mai bine în relația

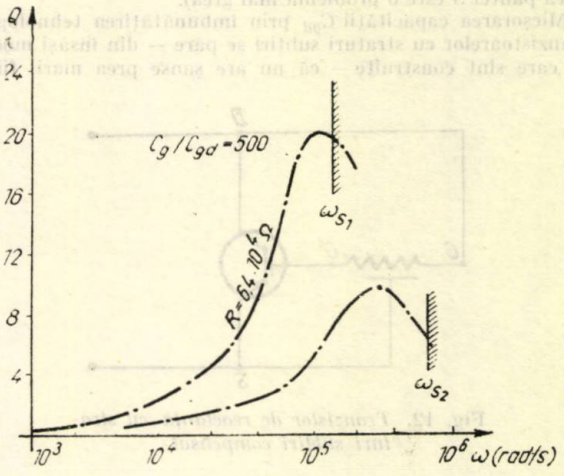



Fig. 9. *Variația factorului de calitate cu frecvența pentru un raport* $C_g/C_{gd}$ *constant, parametru fiind rezistența* $R$.

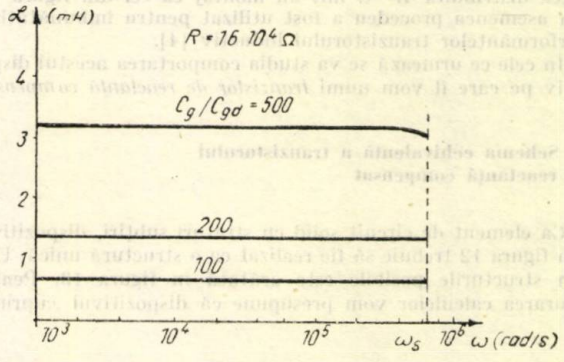



Fig. 10. *Variația inductanței cu frecvența pentru* $R$ *constant pentru diverse valori ale raportului* $C_g/C_{gd}$.

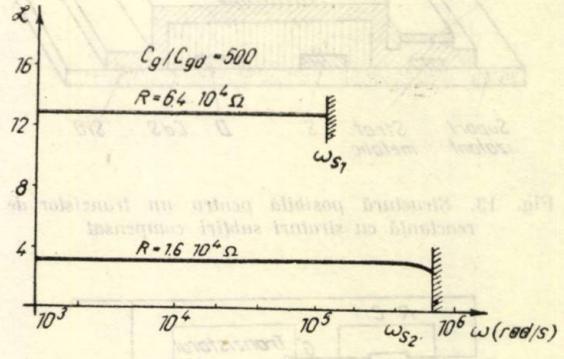



Fig. 11. *Variația inductanței cu frecvența pentru un raport* $C_g/C_{gd}$ *constant, pentru diverse valori ale rezistenței* $R$.

$$Q^2_{max} \cdot \omega_s = \frac{1}{40}\,\frac{S}{C_{gd}}\ ^{*}) \tag{24}$$

*) Se consideră $RS \gg 1$

care caracterizează foarte bine performanțele dispozitivului. Din (24) rezultă că pentru îmbunătățirea performanțelor dispozitivului este necesară micșorarea capacității $C_{gd}$ (mărirea pantei $S$ este o problemă mai grea).

Micșorarea capacității $C_{gd}$ prin îmbunătățirea tehnologiei tranzistoarelor cu straturi subțiri se pare — din însăși modul în care sînt construite — că nu are șanse prea mari, fiind

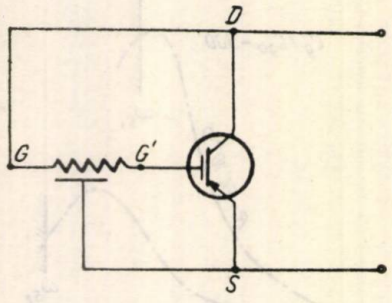



Fig. 12. *Tranzistor de reactanță cu straturi subțiri compensat*

puțin probabil ca aceasta să se reducă în acest fel sub aproximativ 5 pF. Efectul ei poate fi însă redus sau anihilat complet, cel puțin într-un domeniu de frecvență, utilizînd o rețea distribuită $R-C$ într-un montaj ca cel din figura 12. Un asemenea procedeu a fost utilizat pentru îmbunătățirea performanțelor tranzistorului inductiv [4].

În cele ce urmează se va studia comportarea acestui dispozitiv pe care îl vom numi *tranzistor de reactanță compensat.*

### 7. Schema echivalentă a tranzistorului de reactanță compensat

Ca element de circuit solid cu straturi subțiri, dispozitivul din figura 12 trebuie să fie realizat ca o structură unică. Una din structurile posibile este arătată în figura 13. Pentru ușurarea calculelor vom presupune că dispozitivul cuprinde

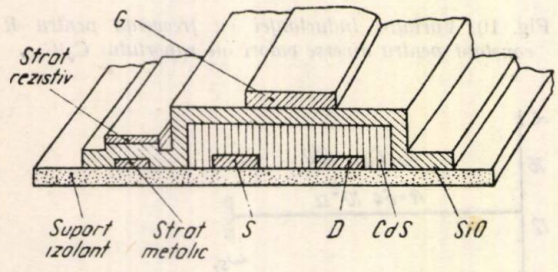



Fig. 13. *Structură posibilă pentru un tranzistor de reactanță cu straturi subțiri compensat*

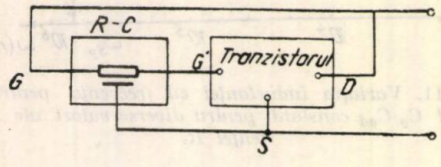



Fig. 14 *Schema echivalentă globală a tranzistorului cu straturi subțiri compensat.*

două structuri independente — rețeaua distribuită $R-C$ și tranzistorul cu straturi subțiri —, avînd fiecare o schemă echivalentă proprie, astfel că dispozitivului îi corespunde schema echivalentă globală din figura 14. Utilizînd schema echivalentă pentru tranzistorul cu straturi subțiri din figura 2 și cuadripolul echivalent $\pi$ pentru rețeaua distribuită (fig. 15) circuitul echivalent detaliat pentru dispozitivul din fig. 12, este cel arătat în fig. 16. Neglijările făcute la trecerea de la schema din figura 2 la schema din figura 16 se vor lua în considerație ceva mai tîrziu. În acest circuit, parametrii din schema echivalentă a tranzistorului pot fi considerați independenți de frecvență în întreg domeniul de lucru, adică

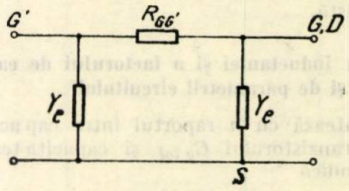



Fig. 15. *Cuadripolul echivalent $\pi$ pentru rețeaua distribuită $R-C$*

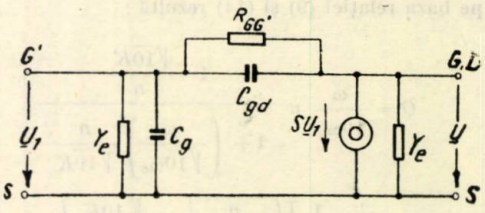



Fig. 16. *Circuitul echivalent al tranzistorului de reactanță cu straturi subțiri compensat.*

pînă la sute de MHz [3]. Admitanțele cuadripolului echivalent $\pi$ depind de parametrii rețelei și sînt funcții de frecvență.

După [6]

$$Y_{GG'} = \frac{1}{z}\,csch\,\gamma l \tag{25}$$

$$Y_l = \frac{1}{z}\,cth\,\theta - \frac{1}{z}\,csch\,\theta \tag{26}$$

unde

$$\theta = \sqrt{j\omega R_{GG'}C'} \qquad j = \sqrt{-1} \tag{27}$$

$$Z = \frac{R_{GG'}}{\theta} \tag{28}$$

În aceste expresii, $R_{GG'}$, reprezintă rezistența totală a rețelei distribuite, iar $C'$ capacitatea totală a rețelei cuprinsă între stratul rezistiv și stratul metalic.

Dacă se notează cu

$$G_{GG'} = \frac{1}{R_{GG'}} \tag{29}$$

expresiile (25) și (26) devin:

$$Y_{GG'} = G_{GG'}\,\theta\,csch\,\theta \tag{30}$$

$$Y_l = Y_{GG'}\zeta \tag{31}$$

unde

$$\zeta = ch\theta - 1 \tag{32}$$

### 8. Admitanța dispozitivului

Pentru circuitul echivalent din figura 16, tensiunea $U_1$ este egală cu

$$U_1 = \frac{Y_{GG'} + j\omega C_{gd}}{Y_{GG'} + j\omega C_{gd} + Y_l + j\omega C_{gd}} \tag{33}$$

Generatorul de curent $SU_1$ poate fi înlocuit atunci cu admitanța

$$Y' = S\frac{Y_{GG'}+j\omega C_{gd}}{Y_{GG'}+j\omega C_{gd}+j\omega C_g+Y_l} \tag{34}$$

Admitanța totală oferită de dispozitiv între bornele $S$ și $D$ va fi

$$Y_0 = S\frac{Y_{GG'}+j\omega C_{gd}}{Y_{GG'}+j\omega C_{gd}+j\omega C_g+Y_l}+Y_l+ \\ +\frac{(Y_{GG'}+j\omega C_{gd})(Y_l+j\omega C_g)}{Y_{GG'}+j\omega C_{gd}+j\omega C_g+Y_l} \tag{35}$$

sau

$$Y_0 = \frac{[Y_{GG'}+j\omega C_{gd}]\,[S+Y_l+j\omega C_g]}{Y_{GG'}+j\omega C_{gd}+j\omega C_g+Y_l}+Y_l \tag{36}$$

În domeniul de frecvențe definit de relația

$$|\theta| < 1{,}5 \tag{37}$$

admitanțele rețelei $RC$ distribuite au expresiile [4]

$$Y_{GG'} = G_{GG'} - j\omega\frac{C'}{6} \tag{38}$$

$$Y_l = \frac{\omega^2 C'^2 R_{GG'}}{24}+j\omega\frac{C'}{2} \tag{39}$$

Ținînd seama de (38), rezultă că este posibilă compensarea capacității $C_{gd}$ dacă

$$C' = 6C_{gd} \tag{40}$$

În această situație

$$Y_{GG'}+j\omega C_{gd} = G_{GG'} \tag{41}$$

adică între electrodul sursă și grilă ($S$ și $G$) intervine efectiv în domeniul definit de (37) doar rezistența totală a rețelei distribuite, care este acum rezistența de reacție a dispozitivului. Înlocuind în (36) expresia din (41) rezultă

$$Y_0 = \frac{G_{GG'}}{G_{GG'}+j\omega C_g+Y_l}(S+j\omega C_g+Y_l)+Y_l \tag{42}$$

Conform relației (39) admitanța $Y_l$ cuprinde o capacitate de valoare $\frac{C'}{2}$, astfel că comportarea inductivă a admitanței $Y_0$ este așteptată doar din partea primului termen din membrul drept, pe care-l vom nota cu $Y_L$, adică

$$Y_L = Y_0 - Y_l \tag{43}$$

În continuare vom studia comportarea impedanței $Z_L = \frac{1}{Y_L}$

### 9. Impedanța inductivă

Ținînd seama de expresiile (39), (42), impedanța $Z_L$ are expresia:

$$Z_L = \frac{G_{GG'}+\frac{\omega^2 C'^2 R_{GG'}}{24}+j\omega\left(C_g+\frac{C'}{2}\right)}{G_{GG'}\left[S+\frac{\omega^2 C'^2 R_{GG'}}{24}+j\omega\left(C_g+\frac{C'}{2}\right)\right]} \tag{44}$$

În domeniul de frecvență definit de (37) [din (27) și (37) rezultă $\omega C' R_{GG'} < 2{,}25$], se verifică ușor inegalitățile

$$\frac{\omega^2 C'^2 R_{GG'}}{24} << G_{GG'} \tag{45}$$

$$\frac{\omega^2 C'^2 R_{GG'}}{24} << S \tag{46}$$

dacă

$$SR_{GG'} >> 1 \tag{47}$$

În această situație,

$$Z_L = \frac{1+j\omega R_{GG'}\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)}{S+j\omega\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)} \tag{48}$$

sau

$$Z_L = \frac{S+\omega^2 R'_{GG'}\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)^2+j\omega\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)(SR_{GG'}-1)}{S^2+\omega^2\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)^2} \tag{49}$$

Din (49) rezultă că dacă este îndeplinită (47), atunci impedanța $Z_L$ cuprinde inductanța

$$L = \frac{SR_{GG'}\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)}{S^2+\omega^2\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)^2} \tag{50}$$

cu factorul de calitate

$$Q = \omega\frac{\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)SR_{GG'}}{S+\omega^2\left(\frac{C'}{2}+C_g\right)^2 R_{GG'}} \tag{51}$$

Inductanța și factorul de calitate depind în general de frecvență, de tranzistor (prin $S$ și $C_g$) și de rețeaua distribuită $C'R_{GG'}$. Se observă creșterea inductanței și a factorului de calitate cu rezistența $R_{GG'}$. Factorul de calitate are o valoare maximă

$$Q_{max} = \frac{1}{2}\sqrt{SR_{GG'}} \tag{52}$$

la frecvența

$$\omega_{opt} = \frac{1}{\frac{C'}{2}+C_g}\sqrt{S/R_{GG'}} \tag{53}$$

Expresiile (52) și (53) practic nu diferă de cele obținute la dispozitivul necompensat ($C_g \gg C_{gd}$) însă valorile care se pot obține sînt diferite.

În adevăr, în relațiile de mai sus, rezistența este limitată ca valoare prin condiția (37), iar în relațiile corespunzătoare de la dispozitivul necompensat, rezistența $R$ este limitată prin condiția (13), mai severă decît (37). Din analiza acestor două condiții, rezultă că pentru un același domeniu de frecvență, rezistența $R_{GG'}$ poate lua o valoare de 3,75 ori mai mare decît $R$, prin urmare valoarea maximă a factorului de calitate al tranzistorului compensat poate fi de 3,75 ori mai mare în comparație cu a dispozitivului necompensat.

În condițiile compensării totale a capacității $C_{gd}$, adică pentru $C = 6C_{gd}$ și pentru $C_g \gg C_{gd}$, se obține că produsul $Q^2_{max}\cdot\omega_s$ a dispozitivului compensat este de 3,75 ori mai mare decît același produs pentru dispozitivul necompensat.

Din această relație rezultă foarte bine îmbunătățirea simțitoare a performanțelor dispozitivului, folosind pentru compensare rețeaua distribuită $R-C$.

### 10. Influența parametrilor neglijați

În cadrul discuției făcute am neglijat — pentru simplificarea relațiilor — o serie de parametri, pe care îi vom lua acum în considerație:

a. *Rezistența $R_g$ din circuitul echivalent al tranzistorului* (*fig. 2*). Această rezistență are valori de ordinul megohmilor și luarea ei în considerație înseamnă limitarea domeniului de frecvență în care comportarea este inductivă. Analiza făcută este valabilă atunci pentru frecvențele care satisfac inegalitatea

$$\omega C_g \gg \frac{1}{R_g} \tag{54}$$

Pentru $C_g = 1\text{nF}$, iar $R_g \simeq 2\text{M}\Omega$ rezultă $\omega > 500$ rad/s ($f > 100\text{Hz}$). Rezultă că limitarea introdusă de $R_g$ este neesențială, întrucît se produce numai la frecvențe foarte joase, unde — de altfel — factorul de calitate al inductanței este subunitar.

Dacă dorim totuși să se lucreze în acest domeniu, se poate reduce capacitatea $C_g$.

b. *Grupul $R_d-C_d$ din schema echivalentă a tranzistorului.* Acest grup apare în paralel cu inductanța dispozitivului. Din caracteristicile statice ale tranzistorului cu straturi subțiri rezultă pentru $R_d$ valori foarte mari, (cel puțin cîțiva MΩ), astfel că influența rezistenței $R_d$ asupra factorului de calitate poate fi neglijată.

Pentru ca influența capacității $C_d$ să fie neglijabilă, este necesar ca

$$\omega L << \frac{1}{\omega C_d} \tag{55}$$

de unde, utilizînd expresia (10) pentru L*), rezultă că

$$\omega << \frac{1}{RC_d}\sqrt{SR\frac{C_d}{C_g}} \tag{56}$$

Pentru valorile experimentale ale capacității $C_d$ — (cîțiva pF) — condiția (55) este mai ușoară decît condiția (13) astfel că în domeniul de frecvență în care s-a dezvoltat teoria, capacitatea $Cd$ nu afectează comportarea dispozitivului.

### 12. Influența admitanței $Y_l$.

Inductanța $Z_L$ se găsește în paralel cu impedanța $\frac{1}{Y_l}$.

Pentru ca inductanța și factorul de calitate să nu fie afectate de admitanța $Y_l$, trebuie indeplinite simultan condițiile:

$$\omega L << \frac{2}{\omega C'} \tag{57}$$

$$\frac{24}{\omega^2 C'^2 R_{GG'}} >> \omega L \tag{58}$$

Pentru frecvențele care satisfac inegalitatea

$$\omega < \frac{S}{C_g + \frac{C'}{2}} \tag{59}$$

adică în domeniul în care inductanța este independentă de frecvență, inegalitățile (57) și (58) devin:

$$\omega < 1{,}42\sqrt[3]{\frac{S}{C' R_{GG'}\left(\frac{C'}{2} + C_g\right)}} \tag{60}$$

*) Se presupune $RS \gg 1$

și

$$\omega < 2{,}87\sqrt[3]{\frac{S}{C'^2 R_{GG'}^2\left(\frac{C'}{2} + C_g\right)}} \tag{61}$$

Practic, produsul $SR_{GG'} > 100$, astfel că domeniul de frecvență limitat de (60) și (61) este mai mare decît domeniul de frecvență în care s-a studiat comportarea dispozitivului ($\omega R_{GG'} C' < 2{,}25$) pentru capacități $C_g$ pînă la valori de ordinul a $10^{-8}$F. În această situație, admitanța $Y_l$ nu aduce nici o corecție relațiilor stabilite.

Dacă considerăm și capacitatea parazită $C_d$, care este în paralel cu capacitatea admitanței $Y_l$ întrucît aceasta este mai mică decît capacitatea $C_{gd}$, rezultă în expresiile (60) și (61) o corecție foarte mică asupra valorii lui $C'$ care nu afectează însă concluziile de mai sus cu privire la influența admitanței.

### Concluzii

Din teoria prezentată în lucrare rezultă că tranzistorul cu straturi subțiri poate fi utilizat cu rezultate bune ca inductanță solidă numai dacă se mărește pe o cale oarecare capacitatea de intrare, astfel ca raportul $C_g/C_{gd}$ să ia valori mult mai mari decît 10. Această mărire este posibilă fără dificultăți, după cum rezultă din paragraful 5.

Pentru un raport $n = C_g/C_{gd}$ dat, inductanța și factorul de calitate se pot mări dacă se mărește rezistența de reacție $R$, însă o dată cu aceasta scade domeniul de frecvență ($\omega_s$) în care comportarea mai este inductivă, limitare introdusă de capacitatea $C_{gd}$.

Factorul de calitate variază cu frecvența trecînd printr-un maxim la frecvența $\omega = \omega_q$. Valoarea maximului (pentru $n$ dat) este funcție de raportul $\omega_q/\omega_s$ și anume:

$$Q_{max} = \frac{n}{2}\,\omega_q/\omega_s \text{ dacă } n > 10 \text{ iar } \omega_s/\omega_q \geqslant 1$$

Inductanța care se obține este în general funcție de frecvență, domeniul în care este independentă de frecvență fiind limitat de capacitatea de intrare $C_g$.

Utilizînd o rețea distribuită $R-C$ pentru compensarea capacității $C_{gd}$, performanțele dispozitivului pot fi îmbunătățite simțitor.

Pentru un tranzistor dat ($C_{gd}$ și $S$), produsul $Q^2_{max}\omega_s$ pentru dispozitivul compensat este de 3,75 ori mai mare decît același produs pentru dispozitivul necompensat. În același raport stă și produsul inductanță × frecvență maximă de lucru.

La tranzistoarele realizate astăzi, prin mărirea artificială a capacității de intrare de cîteva zeci de ori fără să se modifice ceilalți parametri ai tranzistorului, se pot obține comod inductanțe de ordinul cîtorva mH, cu factor de calitate în jur de 20. Cu același tranzistor, însă compensat, se poate obține, în același domeniu de frecvență (pînă la frecvențe de ordinul $10^6$ Hz) o inductanță de 3,75 ori mai mare și un factor de calitate de aproximativ 40.

Este adevărat că acestea sînt performanțe teoretice, însă o simplă analogie cu tuburile cu vid (a căror circuit echivalent este identic cu al tranzistorului cu straturi subțiri) ne face să sperăm că și experimental pot fi obținute aceste performanțe.

BIBLIOGRAFIE


[1] WEIMER, P.K. *The T.F.T. a new thin film transistor.* P.I.R.E., iunie, 1962, pag. 1462.

[2] ZULEEG, R. *Cds thin film electron devices.* Solid state Electronics, vol. 6, nr. 2, martie–aprilie 1963, pag. 193

[3] ZULEEG, R. *Electrical evolution of thin film CdS diodes and transistors.*, Solid State Electronics, vol. nr. 6, 1963, pag. 645.

[4] DRĂGĂNESCU, M. *Teoria industorului.* Studii și cercetări de fizică, nr. 5, 1963, pag. 627.

[5] DRĂGĂNESCU, M., SAMACHIȘĂ, Gh., BULUCEA, C. *On the operating regim of the inductive transistor, Revue de Physyque,* vol. 8, 1, 1963, pag. 9.

[6] MINNER, W. *Theorie und anwendungsbeispiele eines schaltelementes mit verteilten widerstand und verteilten, Kapazitat* A.U.E. nr. 15, 1961, pag. 537

Ing. MIHAIL CORNEL

# Transmisiunile de date și folosirea circuitelor telegrafice și telefonice pentru aceste transmisiuni

Întrucît la noi în țară numărul celor interesați în tratamentul de date și informații începe să devină din ce în ce mai mare, în acest articol se vor prezenta — pe cît posibil — transmisiunile de date, circuitele folosite pentru aceste transmisiuni și serviciile pentru date oferite de administrațiile PTT celor interesați.

Este cunoscut faptul că în prezent instalații din ce în ce mai rapide pentru tratare electronică de date sînt introduse în folosință, permițînd tratarea în timp util a datelor furnizate de către numeroase aparate de emisie și de recepție, lucrînd independent unele de altele. În multe țări prelucrarea de date a început să se dezvolte, prin intermediul ei soluționîndu-se numeroase probleme de organizare ale administrațiilor publice, băncilor, întreprinderilor industriale și comerciale, numeroase probleme rezultate în urma creșterii continue a activităților economice, probleme de centralizare.

Se citează ca exemple instalațiile care se folosesc pentru rezervare de locuri sau pentru a asigura transporturile de încărcătură în avioane, nave și trenuri, pentru a controla stocurile, a ține o contabilitate centralizată pentru bănci.

Cunoscută fiind importanța transmisiunilor de date, C.C.I.T.T. prin Comisia Specială de Studii A a început de cîțiva ani să se ocupe de aceste transmisiuni. Au fost emise cîteva Avize și mai multe Proiecte de Avize și Contribuții.

Pentru o imagine mai completă, se prezintă o aplicare a transmisiunilor de date în domeniul telefoniei.

### Taxarea și contabilitatea telefonică „centralizate"

În prezent, în cîteva țări europene se efectuează studii importante pentru automatizarea taxării telefonice.

Se știe că operațiile de taxare - contabilitate se desfășoară din momentul în care un abonat, formînd numărul de apel al unui alt abonat, este conectat în legătură cu acesta, pînă în momentul în care primește factura ce conține într-o sumă costul convorbirii considerate.

În organizarea obișnuită a contabilității telefonice, indicațiile contoarelor abonaților sînt copiate la anumite intervale de timp și trimise serviciului de contabilitate pentru întocmirea facturilor. Copierea manuală sau fotografică a indicațiilor contoarelor constituie însă o discontinuitate în lanțul taxare-contabilitate, întrucît informațiile furnizate de contoare nu pot fi tratate direct de contabilitate. Este necesară sau se impune necesitatea unei taxări și a unei centralizări a contabilității.

Dacă se consideră că într-o rețea cu comutație automată, în ordinea crescătoare a numărului de abonați și a importanței, sînt prevăzute :

— centrale locale C.L.,
— centre de grup C.G. și
— centre de tranzit regional — C.T.R.

în centralele locale, cu număr mic de abonați, nu este convenabilă menținerea unui personal de întreținere și de taxare. Personalul de întreținere trebuie să se afecteze centrelor de grup, unde se pot centraliza anumite funcțiuni, printre care și taxarea.

Contabilitatea este rațional să fie centralizată în centrele de tranzit regional, unde pot fi instalate echipamente mecanografice sau ansambluri electronice pentru calcule.

Pentru a se înlătura copierea înregistrărilor contoarelor, se prevăd *„memorii"* în care se cumulează și se păstrează, un timp anumit, informațiile necesare taxării :

— identitatea abonatului chemător ;
— treapta de taxare (număr precizînd tariful după care se va taxa comunicația) ;
— durata comunicației.

Întrucît este costisitor ca aceste memorii să fie atribuite fiecărei centrale din rețea, ele sînt instalate în centrele de grup. În felul acesta informațiile de taxare pentru fiecare comunicație trebuie să fie transmise fără întîrziere către un centru comun mai multor centrale telefonice (centru de calcul și înregistrare), unde importanța traficului justifică un echipament complex și un personal specializat. Aici, mesajele sînt tratate parțial, regrupate pe abonat și cumulate, obținîndu-se conturi individuale de abonat analoge indicațiilor contoarelor electromecanice obișnuite. Este remarcat faptul că conturile înregistrate într-o memorie electronică cu ușurință sînt *citite* și transformate în semnale electrice, care pot fi transmise pe o cale de telecomunicații către un centru de contabilitate, plasat de exemplu în capitala regiunii. Citirea conturilor poate fi cu ușurință telecomandată de la centrul de contabilitate și semnalele sînt asimilabile direct de un echipament automat pentru prelucrare de informații.

Se poate rezuma că într-o astfel de organizare informațiile de taxare sînt transmise automat de centralele telefonice pînă la centrul de contabilitate regional, structura lanțului de taxare și de contabilitate fiind conformă figurii 1.

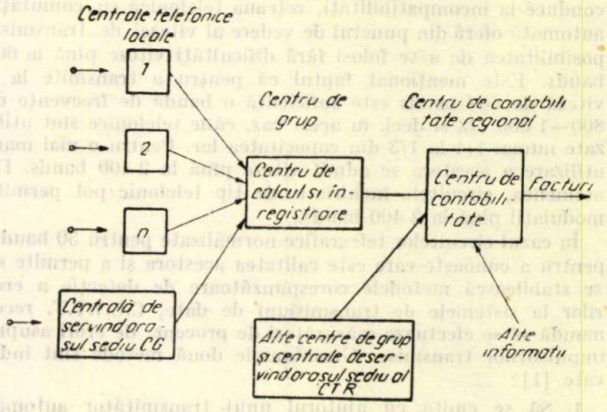



Fig. 1. *Taxarea și contabilitatea telefonică „centralizate".*

În organizarea prezentată apar două transmisiuni de date :

— una între centrala telefonică și centrul de calcul și înregistrare ;
— alta între centrul de calcul și înregistrare și centrul de contabilitate.

Pentru a se evita taxări false, din cauza erorilor introduse de circuite în aceste transmisiuni de date, se prevăd dispozitive pentru detecția și corecția automată a erorilor.

### Cerințe ale transmisiunilor de date

În primul rînd se poate constata că aceste informații sînt transmise în special sub formă digitală, cu alte cuvinte prin intermediul codurilor asemănătoare codului telegrafic, că sînt foarte puțin redundante și că în consecință solicită o transmisiune de înaltă calitate, așa încît echipamentele terminale sînt în mod sistematic prevăzute cu dispozitive detectoare și corectoare de erori. Se mai poate constata că există date care se cer a fi utilizate imediat, în timp ce altele pot fi stocate un timp mai mult sau mai puțin lung.

Astfel, de exemplu, mesajele de rezervare, relațiile bancare, evidența la zi a unor operații, reprezintă date de utilizat imediat, pentru transmiterea cărora beneficiarul va trebui să recurgă la un mijloc electric, în timp ce datele contabile pentru emiterea de facturi (săptămînale sau lunare) sau pentru salarii de personal reprezintă date care pot fi stocate sau transmise prin poștă, în afară de cazurile în care cei interesați nu găsesc un avantaj economic în a le transmite prin rețeaua de telecomunicații.

Întrucît informațiile transmise sub formă digitală conțin foarte puțină redundanță și sînt mai mult afectate de zgomotele din calea de transmisie decît informațiile analoge, este de mare importanță să se scoată în evidență defectele legăturilor pentru transmisiunile de date, să se definească cauzele

lor şi, în măsura posibilă, cauzele acestor defecte sau efectele lor să fie înlăturate. Pentru acestea, C.C.I.T.T. a făcut o serie de recomandări şi a stabilit un program de studii în urma cărora să se normalizeze caracteristicile generale ale legăturilor pentru transmisiunile de date. Se vor arăta mai jos cîteva din recomandările făcute pentru efectuarea măsurătorilor pe căile de transmisie.

**Folosirea reţelelor de telecomunicaţii**

Mijloacele prin care transmisiunile de date pot fi efectuate sînt circuitele telegrafice şi circuitele telefonice.

Concepută pentru o transmisiune digitală, reţeaua telex cu comutaţie automată oferă, pentru viteza de 50 bauds, o calitate de transmisie bună.

Cînd însă pentru scurgerea volumului de date, timpii de transmisiune devin atît de mari încît folosirea reţelei telex nu mai este rentabilă, utilizatorul se poate servi de un circuit telegrafic închiriat, de 50 bauds. Cînd şi în acest caz, diferenţa între timpii de transmisiune şi timpii de lucru ai unui calculator, care trebuie să trateze un volum mare de date, poate conduce la incompatibilităţi, reţeaua telefonică cu comutaţie automată oferă din punctul de vedere al vitezei de transmisie posibilitatea de a se folosi fără dificultăţi viteze pînă la 600 bauds. Este menţionat faptul că pentru a transmite la o viteză de 600 bauds este suficientă o bandă de frecvenţe de 800—1 000 Hz şi deci, în acest caz, căile telefonice sînt utilizate numai 1/4 la 1/3 din capacitatea lor. Pentru o mai mare utilizare a acestora se admit viteze pînă la 2 400 bauds. De asemenea, circuitele închiriate de tip telefonic pot permite modulaţii pînă la 2 400 bauds.

În cazul circuitelor telegrafice normalizate pentru 50 bauds, pentru a cunoaşte care este calitatea acestora şi a permite să se stabilească metodele corespunzătoare de detecţie a erorilor la sistemele de transmisiuni de date, C.C.I.T.T. recomandă să se efectueze măsurători de procent de erori asupra impulsurilor transmise. Următoarele două metode sînt indicate [1]:

1. Să se emită cu ajutorul unui transmiţător automat telegrafic semnale ale codului aritmic normalizat şi să se recepţioneze aceste semnale pe un receptor-perforator. Distorsiunea globală la emisie în repetiţie continuă să fie sub 10 %, iar marginea de recepţie a receptorului peste 35 %.

Să se deducă, prin examinarea perforaţiilor, numărul impulsurilor (elementelor unitare) eronate, repartiţia lor în eroare simplă (un singur element unitar mutilat), dublă (două elemente unitare succesive mutilate), triplă etc. şi distribuţia intervalelor între erori succesive.

2. Să se emită în telegrafie sincronă, serii lungi de elemente unitare (de biţi, cum sînt numite în literatura de specialitate* ). La recepţie să se numere elementele eronate pe elemente eronate simple, duble, triple şi intervalele, în număr de unităţi, între erori succesive.

Să se deducă numărul mediu de erori pe:
— grupă de 5 elemente,
— grupă de 10 elemente,
— grupă de 100 elemente,
— grupă de 1 000 elemente.

Această a doua metodă, spre deosebire de prima, necesită un aparataj special, dar prezintă avantajul că acelaşi aparataj poate fi folosit şi pentru măsurători cu alte viteze de transmisie decît 50 bauds, ca 100, 200, 600, 1 000 bauds.

De asemenea, C.C.I.T.T. recomandă ca problema utilizării reţelei telex pentru transmisiunile de date să fie studiată în felul următor [1]:

— Să se realizeze legătura telex între chemător şi chemat după procedura cunoscută, făcîndu-se controlul legăturii prin schimbul de indicative.

— Abonatul care doreşte să introducă pe comunicaţie echipamentele pentru transmisiunea de date să emită secvenţa de semnale SSSS, în alfabetul nr. 2, semnale de trecere pe date, care să comande la ambii abonaţi introducerea în circuit a sistemelor pentru date.

— Transmisiunea de date să fie făcută prin intermediul unui cod aritmic construit pe structura alfabetului nr. 2, cînd nu este folosit acest alfabet.

— Dacă este necesar, controlul erorilor să se efectueze prin:
  — întoarcerea informaţiei către postul emiţător;
  — metoda de transmisiune prin blocuri cu caractere de control la sfîrşit de bloc;
  — metoda de transmisiune caracter cu caracter, cu control prin bit (în cazul unui semnal cu 5 momente, cu redundanţă).

— La sfîrşitul transmisiunii de date, semnalul de eliberare telex să fie emis pentru a provoca ruptura comunicaţiei şi revenirea pe aparatura telex.

Pentru încercările sistemelor de transmisiune de date pe circuite telefonice au fost enunţate cîteva principii directoare. Astfel [1]:

— circuitul pentru încercări poate fi un circuit post cu post sau un circuit în buclă;

— viteza de transmisie să fie aleasă în una sau mai multe din gamele:
  500—750 bauds,
  1 000—1 500 bauds,
  2 000—2 500 bauds;

— puterea maximă debitată în linie de către aparatul utilizatorului să nu depăşească 1 mW;

— în cazul circuitelor închiriate, nivelul maxim de putere în punctul de nivel relativ zero să fie de —10 dB pentru sistemele care transmit permanent frecvenţă în linie, de exemplu sistemele cu modulaţie de frecvenţă şi de — 6 dB pentru sistemele care nu transmit permanent frecvenţă în linie, de exemplu sistemele cu modulaţie de amplitudine;

— în cazul circuitelor stabilite prin comutaţie, indiferent de tipul sistemului (modulaţie de frecvenţă, modulaţie de amplitudine etc.), nivelul maxim de putere în punctul de nivel relativ zero să fie de —6 dB;

— pentru circuitele stabilite prin comutaţie încercările să fie făcute pe un minim de 25 circuite diferite;

— încercările să fie efectuate în timpul orelor de lucru din zilele de lucru normale;

— mesajul pentru încercări poate fi:

*a*) mesaj scurt (de exemplu 8 biţi) repetat continuu, putînd fi modificat manual,

*b*) mesaj scurt (de exemplu 8 biţi), modificat continuu, dat de un generator de caractere întîmplătoare,

*c*) mesaj mai lung (de exemplu 64 biţi), repetat fără modificare, putînd fi modificat manual;

— să se facă o enumerare completă a erorilor cu indicarea poziţiei lor şi să se întocmească un tablou simplificat al erorilor pentru a compara între ele caracteristicile diferitelor sisteme de transmisiune de date şi diferitelor echipamente de linie;

— pentru o comparaţie de rezultate să se lucreze pe blocuri de circa 250 biţi pentru gamele 500—750 bauds şi 1 000—1 500 bauds şi pe blocuri de circa 500 biţi pentru gama 2 000—2 500 bauds.

— pentru fiecare încercare să se înscrie:
*a*) numărul total de biţi transmişi;
*b*) numărul total de blocuri transmise;
*c*) numărul total de biţi eronaţi;
*d*) numărul total de blocuri eronate.

Pe lîngă reţeaua telex şi reţeaua telefonică cu comutaţie există şi reţele special construite pentru transmisiuni de date, ca şi echipament de comutare proiectat şi realizat pentru un sistem specific al utilizatorului. Astfel de echipament de comutare poate fi instalat sau într-o clădire a utilizatorului, sau într-unul din localurile P.T.T.

Dacă pentru serviciul telefonic şi serviciul telex, administraţiile de telecomunicaţii furnizează abonaţilor aparate telefonice şi aparate teleimprimatoare, pentru comunicaţiile de date ele furnizează seturi pentru emisie şi recepţie de date. Unele furnizează chiar echipament terminal pentru date (calculatoare electronice).

**Servicii pentru date în diverse ţări**

Serviciile pentru comunicaţii de date, ce sînt oferite utilizatorilor de către administraţiile de telecomunicaţii, pot fi în general împărţite în:

*) Bitul este unitatea pentru cantitatea de informaţie si constă în tirajul la întîmplare a unuia sau altuia din două simboluri la fel de probabile

— servicii prin centrale (automate) și
— servicii prin circuite închiriate.

Servicile prin centrale cuprind Serviciul pentru date prin centrale telefonice și Serviciul pentru date prin centrale de teleimprimatoare și servesc la conectarea multor abonați ce pot folosi o rețea cu posibilități de comutare.

Serviciile prin circuite închiriate cuprind circuite telegrafice — linii închiriate și sisteme — precum și diverse tipuri de canale închiriate pentru date.

Cînd echipamentul terminal (calculatorul) pentru date este procurat de abonat nu de la Administrația de telefoane, aceasta îi oferă numai aparatura și circuitele pentru transmisiunile de date.

Serviciul pentru date prin centrale telefonice servește la transmisiuni de date între posturi telefonice, utilizînd serviciul telefonic obișnuit prin centrale. Selecția telefonică normală este folosită pentru apeluri, iar conexiunile astfel stabilite pot fi utilizate alternativ pentru comunicații vocale și de date. Comunicațiile vocale pot fi utilizate pentru a coordona manipularea echipamentului terminal pentru date. Sînt aplicate taxe de mesaje telefonice normale, plus o taxă lunară pentru echipamentul de comunicații de date.

În SUA, serviciul pentru date prin centrale telefonice servește, în mod curent, la transmisiuni de date digitale cu debite pînă la 2 000 biți pe secundă.

Cele mai multe sisteme de comunicații pot fi echipate pentru apeluri cu răspuns automat, pentru a permite o funcționare nesupravegheată la stația chemată. Serviciul prin centrale de teleimprimatoare servește la transmisiuni de date în formă-serie cu debite pînă la 150 biți/secundă. Asemenea serviciului pentru date prin centrale telefonice, acesta oferă utilizatorilor avantajele unei rețele de transmisiune cu comutație automată.

Serviciile pentru date prin circuite închiriate furnizează canale ce conectează două sau mai multe puncte fiecare, formînd configurații fixe.

Pentru transmisiuni ocazionale de date către puncte, care din punct de vedere economic nu pot fi incluse în rețeaua de circuite-închiriate a utilizatorului, sau pentru eventualitatea unor suprasarcini de trafic pe circuitele închiriate, se prevede la sistemele funcționînd pe circuite-închiriate posibilitatea de a folosi un serviciu pentru date prin centrală.

**Seturi (aparate) pentru date**

Fiecare stație prevăzută a satisface un serviciu pentru date prin comutație este echipată cu un set pentru date care conține circuitele ce transmit și recepționează datele pe o legătură stabilită prin comutație și realizează anumite funcțiuni de control și supraveghere.

Seturile pentru date folosite în serviciul prin centrale telefonice cuprind — pe lîngă circuitele ce transmit și recepționează datele — și un aparat telefonic special care este utilizat pentru a selecta stația dorită, a supraveghea comunicația și a comunica vocal cu operatorul de la stația opusă. Aparatul telefonic este sau separat de setul pentru date sau împreună cu acesta formează o unitate comună.

Anumite aparaturi, proiectate numai pentru uz fără deservire, nu cuprind set telefonic.

Pentru comoditate, seturile pentru date și echipamentul auxiliar au fost dispuse în grupe după debitele de transmisie. Astfel, firma americană „Bell System" codifică grupele ca de exemplu [2]:

Seria 100: Seturi pentru date transmise serie cu debit mic (pînă la 200 biți pe secundă);

Seria 200: Seturi pentru date transmise serie cu debit mediu (mai mare ca 200 biți pe secundă, dar încă în bandă vocală);

Seria 500: Seturi pentru date transmise paralel cu debit mare (bandă largă) etc.

Pentru a se vedea cum sînt folosite seturile pentru date pe circuite de telecomunicații, se prezintă un sistem pentru transmisiuni de date pe circuite telegrafice.

**Sistem pentru transmisiuni de date pe circuite telegrafice la viteze cuprinse între 50 și 200 bauds**

În figura 2 este reprezentată schema bloc a sistemului în cazul utilizării sale pe rețeaua telex.

Între teleimprimatorul *T* și unitatea de linie *UL*, care împreună constituie postul de abonat telex, la cele două extremități este înseriată o boxă de comutare *BC* la care sînt conectate seturile pentru transmisiuni de date.

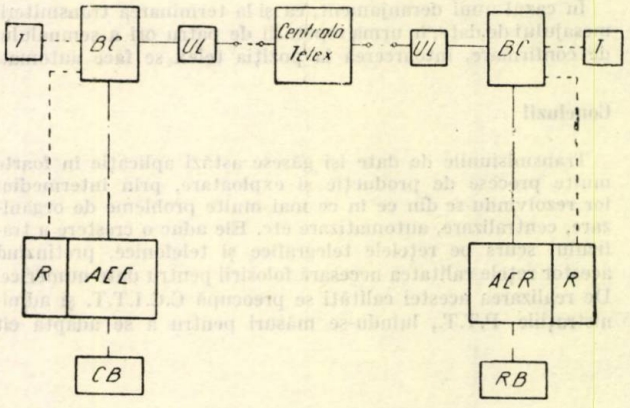



Fig. 2. *Schema-bloc a sistemului în cazul utilizării pe rețeaua telex.*

Echipamentul pentru transmisiuni de date se compune din:

— partea de emisie: un cititor automat de bandă foto-electric *CB*, un aparat electronic de emisie *AEE* și un circuit electronic pentru recunoașterea secvenței SSSS *R*;

— partea de recepție: un aparat electronic de recepție *AER*, un circuit electronic pentru recunoașterea secvenței SSSS *R* și un reperforator de bandă cu semnale de control pentru controlul erorilor *RB*.

Pentru o bună protecție împotriva erorilor este folosit un cod ciclic cu generare de biți de redundanță, corecția erorilor fiind automată.

Datele sînt transmise în blocuri de lungime variabilă.

Sistemul permite o exploatare semi-duplex automată, pentru efectuarea unei comunicații fiind suficient un operator la una din cele două extremități. Pentru transmisiune, operatorul stabilește legătura telex după procedura cunoscută și apoi transmite secvența SSSS, care comandă automat trecerea de pe aparatele telex pe seturile pentru date.

Dacă partea de recepție este pregătită pentru a primi datele, un semnal de confirmare a acestei stări este trimis părții de emisie, cititorul de bandă putînd începe transmisiunea primului bloc de date. După transmisiunea semnalului de confirmare a stării de recepție, extremitatea de recepție așteaptă primul bloc de date care trebuie să fie primit într-un anumit timp de la emiterea confirmării. O întîrziere peste acest timp este interpretată ca corespunzînd unei primiri incorecte a confirmării la extremitatea de emisie și receptorul repetă semnalul de confirmare.

Cînd secvența SSSS nu efectuează la stația de emisie trecerea pe *date*, ceea ce se întîmplă atunci cînd această extremitate nu este gata sau nu este în stare să transmită, semnalul de confirmare este repetat de patru ori, provocînd după aceste repetări întoarcerea extremității de recepție la poziția telex.

Dacă la primirea secvenței SSSS extremitatea de recepție nu comută pe *date*, semnalul de confirmare nu este emis în linie și stația de emisie revine la poziția telex după un anumit timp.

La confirmarea recepției, cînd atît partea de recepție cît și partea de emisie sînt pregătite pentru transmisiune, cititorul începe a citi datele pas cu pas.

Fiecare bloc de date este precedat de biți care alcătuiesc un prefix și este urmat de biți de redundanță și de sfîrșit de bloc.

La extremitatea de recepție, porțiunile — prefix și de redundanță — nu sînt perforate, iar sfîrșitul de bloc este păstrat într-o memorie un timp scurt, în care se face verificarea corectitudinii. În lipsa erorii, sfîrșitul de bloc este perforat și un semnal de confirmare este trimis părții de emisie pentru ca cititorul de bandă să treacă la citirea blocului următor.

Dacă există eroare este perforat semnul de eroare în locul sfîrșitului de bloc și confirmarea nu este trimisă emițătorului. Acesta neprimind confirmarea într-un anumit timp, revine cu citirea la sfîrșitul blocului care precedează blocul eronat.

În cazul unui deranjament, ca și la terminarea transmiterii mesajului de date, în urma repetării de patru ori a semnalului de confirmare, întoarcerea la poziția telex se face automat.

**Concluzii**

Transmisiunile de date își găsesc astăzi aplicație în foarte multe procese de producție și exploatare, prin intermediul lor rezolvîndu-se din ce în ce mai multe probleme de organizare, centralizare, automatizare etc. Ele aduc o creștere a traficului scurs pe rețelele telegrafice și telefonice, pretinzînd acestor rețele calitatea necesară folosirii pentru date numerice. De realizarea acestei calități se preocupă C.C.I.T.T. și administrațiile P.T.T., luîndu-se măsuri pentru a se adapta cît mai bine parametrii de transmisiune ai echipamentelor și circuitelor la noile exigențe, mai severe decît cele ale telegrafiei și telefoniei.

Pentru comunicații de date, administrațiile de telecomunicații oferă întreprinderilor și instituțiilor interesate servicii prin centrale automate și prin circuite închiriate. Cînd utilizatorul poate folosi singur calculatorul electronic, unele administrații, pe lîngă seturile pentru emisie și recepție de date, mai pun la dispoziția acestuia echipamentul terminal pentru tratarea datelor (calculatorul). Cînd însă capacitatea de tratare a unui calculator este mult mai mare decît necesitățile unui singur beneficiar, la calculator se îndrumează pentru prelucrare datele de la mai mulți utilizatori. De altfel, se pare că rapida dezvoltare a sistemelor mari de calcul favorizează folosirea în comun a calculatoarelor electronice.

Se constată că prin intermediul unor boxe de comutare, seturile pentru date sînt conectate cu ușurință pe circuitele telegrafice.

BIBLIOGRAFIE


[1] C.C.I.T.T. : *Livre Rouge*, tome VII, Technique Telegraphique et Transmission de donnees, pag. 354, 355, 357–359.

[2] C.C.I.T.T. : *Recent dates communications advances*. Com. Sp. A, Contribution nr. 75, pag. 7–113.


---


**Ing. VALENTIN TANACH (Uz. Electronica)**
**Ing. LUCIA STĂNCIULEA (ICPE)**
**Ing. BELLA DAVID (ICPE)**
**Ing. ZOE COJOCARU (Uz. Electronica)**
**Fiz. ALEXANDRU FRIDMAN (ICPE)**


# Realizări în domeniul feriteler avînd caracteristica de tip perminvar și al aplicațiilor lor

## 1. PARTICULARITĂȚILE FERITELOR PERMINVAR

În ultimii ani o categorie nouă de ferite a atras atenția cercetătorilor în domeniul magnetismului și tehnicienilor din sectorul aplicativ. Sub aspect științific, aceste ferite prezintă fenomene deosebit de interesante, a căror aprofundare a deschis noi orientări în explicarea mecanismului difuziei ionice și electronice, dezacomodării și proceselor de magnetizare în general. Sub aspect grafic, feritele perminvar au permis realizarea unor componente pentru tehnica înaltei frecvențe, cu caracteristici mult superioare celor clasice și ridicarea nivelului frecvenței de utilizare a feritelor la valori mult mai înalte decît cele obișnuite pînă în prezent.

Principalele caracteristici ale feritelor perminvar sînt următoarele :

*a.* permeabilitatea constantă sau liniaritatea curbei $B-H$, pînă la un cîmp critic $Hp$ ;

*b.* cicluri de histerezis cu construcție, la cîmpuri mai mari decît $Hp$ (fig. 1) ;

*c.* frecvența de rezonanță feromagnetică mai ridicată decît a feritelor de aceeași permeabilitate, fără caracteristici perminvar.

O serie de caracteristici apar la grupuri particulare de ferite perminvar, fără a fi însă generalizate, ca de exemplu :

*d.* maxime secundare în curba $\mu = f(T)$, cu caracteristici perminvar numai la temperaturi mai mari de temperatura maximului secundar ;

*e.* cicluri izoperm, prin răcirea de la temperatura Curie sub acțiunea unui cîmp magnetic transversal direcției ulterioare de măsurare a ciclului ;

*f.* cicluri dreptunghiulare, prin răcire de la temperatura Curie sub acțiunea unui cîmp magnetic longitudinal direcției ulterioare de măsurare a ciclului.

Sînt presupuneri bazate pe ipoteze care parțial au fost confirmate, parțial mai pretind verificări, că ferite de Mn—Zn cu exces de $Fe_2O_3$ care prezintă în curba $\mu = f(T)$ două maxime, se apropie de grupa *d*, chiar dacă nu prezintă evident cicluri cu constricție [1].

De asemenea, ferite de același gen în condiții de compoziție și tratament speciale, manifestă cicluri izoperm, încadrîndu-se în grupa *e*, fără a necesita aplicarea unui cîmp magnetic transversal în timpul răcirii [2]. În sfîrșit, este de presupus că și feritele cu rectangularitate spontană, de tip Mn—Mg, pot aparține grupei *f*, fără a necesita aplicarea unui cîmp magnetic longitudinal la răcire.

## 2. CAUZELE CARE DETERMINĂ EFECTUL PERMINVAR

Mult timp s-a crezut că efectul perminvar este condiționat de prezența cobaltului în rețeaua cristalină a feritei și de un exces de $Fe_2O_3$ în compoziție (condiții stabilite inițial de Kienlin) [3]. O serie de experimentări ulterioare efectuate tot de Kienlin [4], Sixtus [5], Röss [6] etc., au demonstrat posibilitatea obținerii de cicluri cu construcție, atît la ferite cu deficit de $Fe_2O_3$, cît și la ferite fără cobalt, ca de exemplu la ferite de mangan cu exces de $Mn_2$, $O_3$, sau la magnetită.

În concluzia cercetărilor și experimentărilor efectuate, cu toată diversitatea condițiilor de manifestare a fenomenelor perminvar, rezultă că apariția acestor fenomene este determinată de existența unei suprastructuri de orientare care imprimă o anizotropie uniaxă suplimentară în structurile cu simetrie cubică ale materialelor respective. Cauzele formării acestor suprastructuri pot fi multiple :

— ordonare ionică în ferite cu vacanțe de cationi ;

— ordonare electronică în ferite cu ioni cu valenţe deosebite şi cu posibilităţi de formare a legăturilor covalente ca în cazul ionilor Mn;

— tensiuni magnetostrictive;

— anizotropii de formă cauzate de o structură cristalină multifazică.

O caracteristică generală a imprimării efectului perminvar este necesitatea stabilizării unei ordonări în structura feritei prin răcirea lentă a ei de la temperatura Curie (fig. 2).

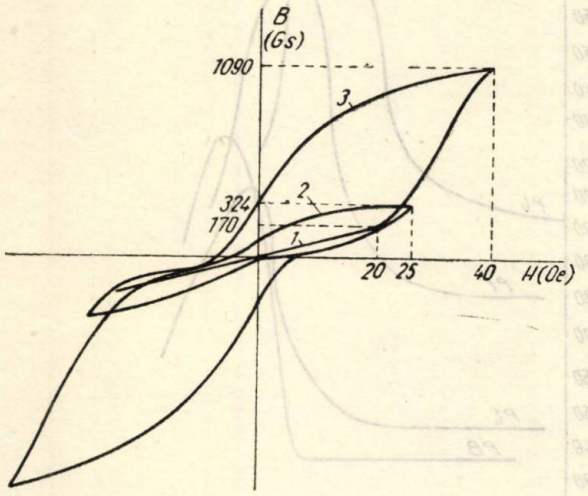



Fig. 1. *Ciclurile de histerezis ale unei ferite perminvar.*

Variaţia cu temperatură a proprietăţilor feritelor perminvar aruncă de obicei o lumină asupra naturii proceselor care conduc la fenomenele respective.

Discutarea acestei variaţii este suficient de dificilă, din cauza complexităţii factorilor care contribuie la ele, ca de exemplu variaţia cu temperatura a diferitelor părţi ale energiei de anizotropie, variaţia energiei de activare, transformările reţelei cristaline etc.

Dintre tipurile cele mai cunoscute de ferite perminvar sînt feritele de Ni — Zn cu adaos de cobalt. Cercetările întreprinse asupra acestor ferite au demonstrat că prezenţa cobaltului este o condiţie necesară dar nu suficientă pentru apariţia efectului perminvar în condiţiile răcirii lente de la temperatura Curie. Existenţa vacanţelor de cationi este o condiţie indispensabilă formării perminvarului şi se realizează printr-un exces de oxigen în reţea, obţinut în cursul sinterizării.

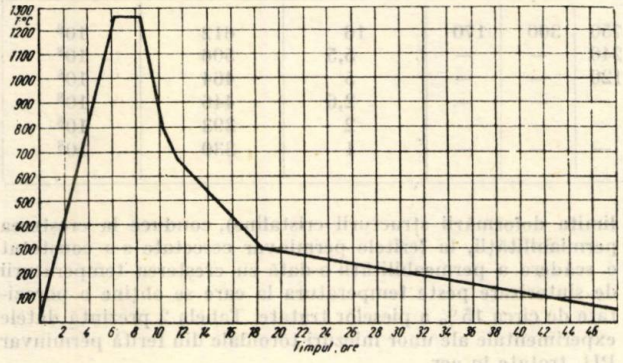



Fig. 2. *Diagrama de tratament termic final al unui tip de ferită perminvar.*

Interesant este faptul că vacanţele de cationi se obţin atît în condiţiile unei compoziţii cu exces de $Fe_2O_3$, cînd excesul de oxigen realizat pe baza trecerii $Fe^{2+} \rightarrow Fe^{3+}$ creează un deficit de ioni feroşi [4], cît şi în condiţiile unei compoziţii cu deficit de $Fe_2O_3$, cînd vacanţele de $Fe^{3+}$ sînt compensate de trecerea $Co^{2+} \rightarrow Co^{3+}$ [5]. Diferenţa dintre aceste compoziţii constă în energia de activare care, în cazul feritelor cu exces de $Fe_2O_3$ este de circa 1,2 eV, iar în cazul feritelor cu deficit de $Fe_2O_3$, de circa 0,4 eV. Aceasta se reflectă şi în domeniul de temperatură de îngheţare a stării perminvar, care în primul caz cuprinde temperatura camerei, în al doilea caz se află sub —40°C.

În ce priveşte modul de ordonare a defectelor de cationi în reţeaua cristalină şi mecanismul de influenţare a acestei ordonări de către direcţia şi intensitatea magnetizării spontane din fiecare domeniu Weiss, cunoaştem în prezent prea puţin. Este sigur însă că aceste ordonări, realizate în condiţiile răcirii lente, deci ale relaxării tensiunilor interne, se dispun astfel, încît să satisfacă condiţiile energiei interne minime, ţinînd seama de toate contribuţiile la această energie.

## 3. COMPORTAREA ÎN ÎNALTĂ FRECVENŢĂ A FERITELOR PERMINVAR

Ceea ce determină caracteristica spectrului de frecvenţă a pierderilor feritelor perminvar este reversibilitatea proceselor de magnetizare în domeniul Rayleigh, cauzată de fixarea pereţilor în minime de energie adînci şi egale şi deplasarea spre frecvenţe mai înalte, respectiv îngustarea benzii maximului rezonanţei feromagnetice, consecinţă a anizotropiei; uniaxe suplimentare. Prima proprietate are ca urmare aspectul liniar al curbei $B-H$ pînă la cîmpul critic $H_p$, deci lipsa aproape totală a pierderilor prin histerezis în acest domeniu, implicînd şi reducerea pierderilor reziduale prin efect Jordan, cauzată de microciclurile de histerezis produse de fluctuaţiile termice ale pereţilor domeniilor de magnetizare. A doua proprietate permite obţinerea unor pierderi reduse pentru ferite cu permeabilitate relativ mare la frecvenţe mult mai ridicate decît se pot obţine la feritele obişnuite.

Rezistivitatea mare ($10^8$ Ωcm) a feritelor perminvar se realizează prin adaosul de cobalt şi de mangan [7] care, datorită energiilor de trecere la valenţa a3-a mai mare decît ale fierului bivalent şi mai mici decît ale nichelului bivalent, împiedică păstrarea în reţeaua spinelică a fierului bivalent şi a nichelului trivalent, izvoare de conductibilitate $n$, respectiv $p$. Pierderile prin curenţi turbionari sînt în consecinţă foarte reduse în aceste ferite.

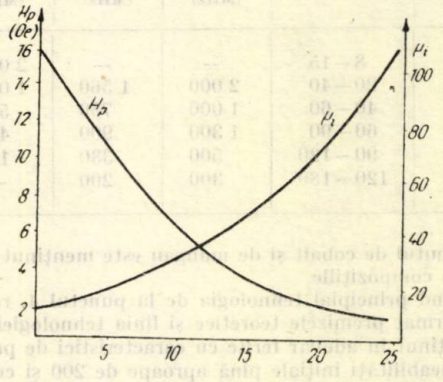



Fig. 3. *Variaţia lui $H_p$ şi a lui $\mu_i$ în funcţie de conţinutul de ZnO.*

Toate tipurile de pierderi fiind mici, feritele perminvar se pretează în special la aplicaţii în înalta frecvenţă (pînă la sute de MHz). În joasă frecvenţă, este preferabilă utilizarea feritelor de Mn — Zn cu permeabilităţi mari, care aşa cum s-a arătat, prezintă unele caracteristici similare feritelor perminvar.

## 4. RELAŢII ÎNTRE TEHNOLOGIA DE ELABORARE ŞI CARACTERISTICILE FERITELOR PERMINVAR

Dacă aspectele teoretice ale efectului perminvar în ferite au polarizat atenţia cercetărilor şi despre ele s-a scris mult în literatura tehnică, foarte puţin s-a discutat pînă în prezent

asupra procedeelor de preparare a acestor ferite și relațiile între tehnologia de elaborare și caracteristicile lor.

În cercetările noastre aplicate asupra feritelor de nichel-(zinc) cu adaos de cobalt, am încercat să stabilim aceste relații, pornind de la premiza că obținerea unei ferite cu efect perminvar este condiționată de:

— Realizarea unei compoziții finale cu oxigen suprastoichiometric, sau (ceea ce este același lucru) cu vacanțe de cationi.

— Obținerea unei structuri omogene, atît din punctul de vedere al mărimii și formei cristalelor, cît și al mărimii și formei porilor, precum și al repartiției omogene a cobaltului, asigurînd astfel minime de energie adînci și egale.

— O rezistivitate ridicată a feritei.

Asigurarea acestor obiective au direcționat alegerea compoziției și a parametrilor procesului tehnologic. Din punctul de vedere al compoziției, la feritele de nichel-zinc cu ados de cobalt și cu exces de $FeO_3$, am introdus o cantitate redusă de mangan.

Așa cum am arătat mai sus manganul are rolul de a împiedica formarea fierului bivalent, asigurînd rezistivitatea înaltă a feritei.

## 5. REZULTATE EXPERIMENTALE ȘI INTERPRETAREA LOR

Experiențele s-au desfășurat pe un domeniu larg de compoziții din sistemul $Fe_2O_3$—Ni O—ZnO. S-au utilizat diverse materii prime, variind în special natura oxidului de fier. S-a constatat astfel că rezultatele optime s-au obținut cu un oxid roșu de fier, cu puritate de aproximativ 97%, care conține o cantitate mare (circa 50%) α—Fe O(OH) (goetită), cu particule de forma aciculară.

În toate compozițiile s-a menținut constant conținutul de $Fe_2O_3$, în exces față de stoichiometrie. Raportul ZnO/NiO a variat în limite largi și anume:

| compoziția: | PA | PB | PE | PF | PG | PH |
|---|---|---|---|---|---|---|
| raport molar: Zn O/Ni O: | 0 | 0,44 | 0,65 | 1,3 | 1,9 | 2,45 |

*d*) Un fenomen interesant manifestat de unele dintre aceste ferite este variația neobișnuită a permeabilității inițiale cu temperatura de sinterizare. În timp ce la majoritatea feritelor normale, creșterea temperaturii de sintetizare (pînă la limita deformării structurii cristaline), conduce la creșterea permiabilității, la feritele perminvar cercetate s-a constatat o scădere a permeabilității o dată cu creșterea temperaturii de sinterizare peste temperatura la care se obține o porozitate de circa 15% a pieselor tratate. Tabela 2 prezintă datele experimentale ale unor miezuri toroidale din ferită perminvar PH, tratate în aer.

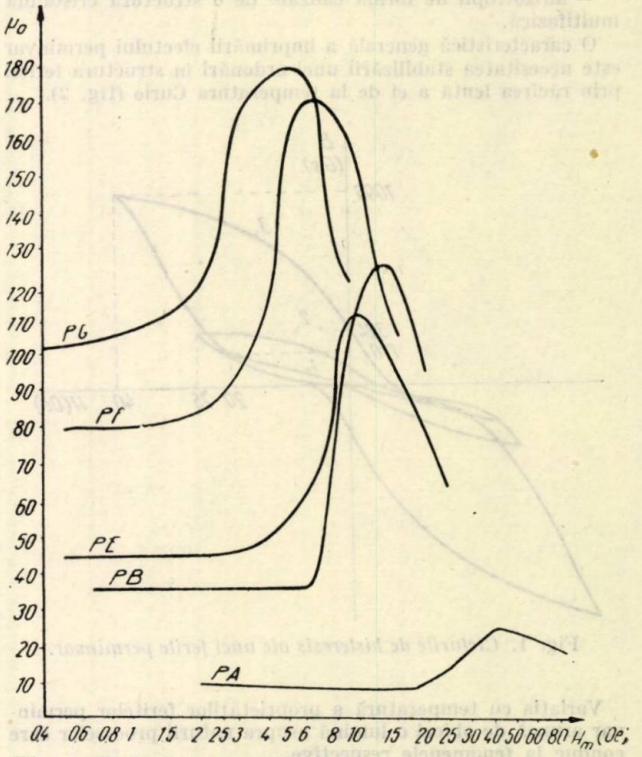



Fig. 4. *Variația permeabilității de amplitudine $\mu_a$ în funcție de intensitatea cîmpului maxim $H_m$ la cîteva ferite perminvar.*

*Tabela 1*

**Valoarea lui Q pentru diferite frecvențe**

| Materialul | $\mu_i$ | 1 (MHz) | 3 (MHz) | 10 (MHz) | 30 (MHz) | 50 (MHz) | 100 (MHz) | 150 (MHz) | cîmpul de deschidere Hp (oe) | Temperatura Curie Tc°C | Rezistivitatea ρ (Ω cm) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| PA | 8—15 | — | — | 2 000 | 1 000 | 750 | 300 | 170 | 16 | 612 | $10^8$ |
| PB | 20—40 | 2 000 | 1 560 | 1 000 | 400 | 240 | — | — | 5,5 | 506 | $10^8$ |
| PE | 40—60 | 1 000 | 750 | 500 | 200 | 120 | — | — | 5 | 464 | $10^8$ |
| PF | 60—90 | 1 300 | 900 | 400 | 50 | — | — | — | 2,6 | 446 | $10^8$ |
| PG | 90—120 | 500 | 330 | 140 | — | — | — | — | 2 | 393 | $10^8$ |
| PH | 120—180 | 300 | 200 | — | — | — | — | — | 1 | 330 | $10^8$ |

Conținutul de cobalt și de mangan este menținut constant în toate compozițiile.

Aplicînd principial tehnologia de la punctul 4, rezultatele au confirmat premizele teoretice și linia tehnologiei urmată. S-au obținut în adevăr ferite cu caracteristici de perminvar, cu permeabilități inițiale pînă aproape de 200 și cu pierderi foarte reduse pînă la frecvențe de aproape 200 MHz.

Să analizăm acum unele rezultate:

*a*) Tabela 1 cuprinde caracteristicile materialelor realizate pentru diferite frecvențe.

Dispersia valorilor lui $\mu i$ se referă la posibilitatea obținerii unei game largi de permeabilități inițiale în funcție de materiile prime folosite și parametrii tratamentelor termice. Valorile factorului de calitate sînt valori medii obținute. După cum era de așteptat permiabilitatea și pierderile cresc, iar mărimea cîmpului de deschidere și temperatura Curie scad, cu creșterea conținutului de ZnO (fig. 3).

*b*) Rezistivitatea înaltă este o consecință și o dovadă a lipsei ionilor $Fe^{2+}$ în rețeaua spinelică, datorită parametrilor tehnologici și adaosului de Mn în compoziție.

*c*) Despre aspectele variației permeabilității cu temperatura, ale ciclurilor de histerezis și ale variației permeabilității cu cîmpul aplicat s-a aratat în alte lucrări [7], [8] (fig. 4).

*Tabela 2*

**Variația permeabilității inițiale și a factorului de calitate cu temperatura de sinterizare a unor ferite PH (f=1,5 MHz)**

| Piesa | Tratament termic | $\mu_i$ | Q | Densitate g/cm³ | Porozitate % |
|---|---|---|---|---|---|
| PH 211 | 1 160°C/2 h | 85 | 180 | 4,3 | 19 |
| PH 21 | 1 180°C/2 h | 148 | 188 | 4,4 | 17 |
| PH 27 | 1 200°C/2 h | 114 | 205 | 4,6 | 13 |
| PH 29 | 1 220°C/2 h | 80 | 105 | 4,8 | 10 |

Fenomene similare au fost observate de Kienlin [9] la ferite de Ni—Zn stoichiometrice, suprasinterizate, și au fost explicate de acesta prin separarea unei faze nemagnetice de oxid de fier (FeO) în structura feritei, datorită transformării la temperaturi mai ridicate a unei părți din $Fe^3$ în $Fe^2$. Acest lucru este posibil să se petreacă și în cazul feritelor cercetate de noi, mai ales în condițiile unui exces de $Fe_2O_3$ în compoziția inițială și ale scăderii porozității la temperaturi mai ridicate, deci ale inhibării difuziei oxigenului.

La această contribuie și creșterea presiunii oxigenului din rețea la aceste temperaturi. Sînt în curs cercetări pentru a verifica aceste ipoteze prin măsurători de rezistivitate, conținut de $Fe^{2+}$ și prin tratamente efectuate în oxigen.

*e*) Feritele perminvar realizate, ca toate feritele perminvar, sînt sensibile la influența cîmpurilor magnetice intense, externe. Aceste cîmpuri intense conduc la creșterea pierderilor și reducerea ireversibilă a proprietăților de perminvar. Nu există pînă în prezent explicații complete ale acestei comportări. Este probabil că deși ordonarea care creează anizotropia suplimentară uniaxă este înghețată la temperatura camerei, totuși constanta de timp a difuziei este finită și desigur ordonarea prezintă deplasări elastice în jurul poziției de echilibru, la aplicarea unui cîmp extern. Aceste deplasări sînt determinate de energia minimă liberă $A = E - TS$, unde $E$ este energia internă, $T$ temperatura absolută și $S$ entropia rețelei cristaline. Aplicarea unui cîmp foarte intens distruge complet sau parțial ordonarea imprimată și creează o nouă ordonare legată de direcția cîmpului, care nu mai revine la vechea poziție, după înlăturarea lui. Această nouă ordonare, nemaiavînd un caracter izotrop, ferita manifestă remanență la aplicarea unui cîmp alternativ de măsură, constricția dispare sau cel puțin se reduce, și pierderile feritei cresc.

## 6. APLICAȚII ALE FERITELOR PERMINVAR

### 6.1. Antene magnetice pentru unde medii și lungi

Barele de antene și antenele plate pentru unde medii și lungi din ferite perminvar reprezintă o soluție optimă la cerințele radioreceptoarelor moderne tranzistorizate și miniaturizate, unde, în condițiile unui volum și ale unei greutăți minime și unei impedanțe coborîte a tranzistoarelor, trebuie totuși obținute produse de calitate $hQ$ maxime ($h$ = înălțimea efectivă a antenei, $Q$ = factorul de calitate).

Ferita perminvar PH a fost aleasă pentru realizarea acestor piese. Procedeul de formare a barelor cu secțiune circulară a fost turnarea sub presiune (injecție) și extruderea. Antenele plate au fost presate.

Turnarea la cald sub presiune a antenelor s-a realizat din șlichere cu compoziția: 11% parafină, 1% ceară, 88% material. După turnarea în forme cilindrice cu și fără orificiu, piesele aveau o densitate de 3,25 g/cm³ . Deparafinarea s-a efectuat la 180°C, piesele fiind înglobate în pulbere de oxid de magneziu. După deparafinare, barele de antenă au fost supuse tratamentului termic final. S-au realizat bare de antenă cu diametrul exterior de circa 9,5 mm, diametrul interior de circa 2,5 mm și lungimea de circa 150 mm.

Procedeul de extrudere a fost aplicat pentru realizarea acelorași bare ca prin procedeul de turnare sub presiune. Pulberea de ferită PH, după a doua măcinare, s-a amestecat cu 20% liant format dintr-o soluție de 5% trimetilceluloză în apă. Omogenizarea și vacuumarea materialului s-au efectuat într-o presă de extrudere cu vacuum, de mare presiune. În aceeași presă a avut loc și extruderea materialului în formă de bare cilindrice. După uscarea barelor, acestea au fost supuse tratamentului termic final.

Atît barele de antenă extruse cît și cele turnate sub presiune au avut performanțe similare.

Măsurătorile s-au efectuat asupra factorului de calitate al antenelor, cu Q-metrul, pe o bobină cu 48 de spire din liță CuEm mătase 20×0,05, cu diametrul de 12 mm și lungimea de 17 mm. De asemenea, s-a măsurat înălțimea efectivă a antenelor, folosind o bobină Helmholtz în interiorul căreia se creează un cîmp magnetic uniform, în care se introduc pe rînd un cadru cu aer cu înălțimea efectivă etalon și apoi bara de antenă cu o înfășurare formată dintr-o singură spiră. Raportul tensiunilor induse în cadrul etalon și în spira barei de antenă este egal cu raportul înălțimilor efective ale acestora. Toate măsurătorile au fost efectuate la 1,5 MHz. Pentru aprecierea eficacității barelor de antenă de diferite dimensiuni și proveniențe, s-a raportat produsul de calitate $hQ$ la greutatea barelor $G$, obținîndu-se produsul de calitate specific.

Tabela 3 prezintă caracteristicile barelor de antenă din ferite perminvar PH pentru unde medii și lungi în comparație cu performanțele unor bare de antenă din alte materiale sau străine.

*Tabela 3*

**Caracteristicile barelor de antene de unde medii și lungi din ferită perminvar PH și ale altor tipuri de bare (f = 1,5 MHz)**

| Tipul barei | $Q$ | $hQ$ m(48 spire) | $G$ $g$ | $hQ/G$ mm/$g$ (48 spire) |
|---|---|---|---|---|
| Ferite perminvar PH | 500 | 3,36 | 40 | 84 |
| Ferite Ni-Zn IB | 245 | 2,35 | 71 | 33 |
| Ferite Mn-Zn N | 230 | 1,94 | 33,2 | 57,5 |
| Siferit (RFG) | 275 | 3,64 | 55,5 | 65,6 |
| Siferit (RFG) | 260 | 2,27 | 28,9 | 78,5 |
| Import (RPU) | 270 | 1,64 | 39 | 42 |
| Import (RPU) | 300 | 2,41 | 53,3 | 45,3 |
| Import (Franța) | 240 | 1,725 | 67,9 | 25,4 |
| Import (Franța) | 240 | 2,37 | 57,3 | 41,4 |

Aspectul antenelor extruse și turnate este satisfăcător din toate punctele de vedere, avînd suprafață netedă și săgeată minimă. Rezistența mecanică a acestor antene este, de asemenea, foarte bună. Această calitate mecanică se datorește în cea mai mare măsură prelucrării intense și îngrijite a pulberii anterioare formării.

Antenele plate formate prin presare pentru aplicarea în radioreceptoare de buzunar, au dat de asemenea rezultate satisfăcătoare. Pulberea din ferită PH după a doua măcinare, era granulată, amestecată cu o cantitate de 5% liant și presată cu o presiune de lt/cm². Piesele presate au fost supuse tratamentului termic final din care au rezultat bare de antene plate cu dimensiunile 110 × 20 × 4 mm. Măsurătorile asupra acestor antene efectuate cu bobine din 48 spire de liță CuEm mătase 20×0,05 au arătat un factor de calitate $Q$ la 1,5 MHz de 380—400.

### 6.2 Miezuri pentru canalele de intrare ale televizoarelor

În circuitele de mixaj ale etajelor de înaltă frecvență ale unor televizoare apar în blocul rotactor pentru canalele 1 și 2, miezuri cilindrice de ferită, care trebuie să funcționeze în mod corespunzător la frecvențe de 70—80 MHz.

S-au realizat pentru acest scop, din ferită perminvar PB, miezuri de 20 mm lungime și 2 mm diametru, care dau performanțe satisfăcătoare, la limita superioară a domeniului lor de folosire.

### 6.3 Miezuri pentru filtre de frecvență intermediară și de rejecție video și sunet în televizoare

Din ferită perminvar PE s-au realizat miezuri cilindrice cu diametrul de 4 mm și lungime de 15 mm care folosesc ca miezuri de acord în filtrele de FI și rejecție video și sunet în televizoare. Ele înlocuiesc cu performanțe mult superioare miezurile de ferocart, care mai continuă să fie aplicate în unele televizoare. De exemplu, la 30 MHz, un astfel de miez de ferită mărește inductanța bobinei fără miez de circa trei ori și prezintă un factor de calitate de 150, în timp ce miezurile ferocart cresc inductanța de 1,5 ori și prezintă un factor de calitate de numai 90.

### 6.4 Miezuri pentru filtre de absorbție în televizoare

O serie de filtre de absorbție realizate pînă în prezent cu bobine cu aer, cu ferocart sau cu ferite de mică permeabilitate s-au realizat din ferite perminvar de tipul PH care înde-

plinește condițiile unei frecvențe de rezonanță feromagnetică ridicată (circa 80 MHz) deci își menținu caracterul inudctiv la frecvențele care trebuie filtrate și prezintă pierderi mari de la 10 HMz în sus, ceea ce permite absorbția frecvențelor parazite.

**6.5 Miezuri pentru instalații de antene colective**

Instalațiile de antene colective cuprind o serie de circuite de amplificare și transformare pentru canalele 1,2 și 3 de televiziune, cît și pentru UUS radio, în care se introduc miezuri de ferite. Circuitele funcționează pe diferite frecvențe cuprinse între 60 și 150 MHz. Din feritele perminvar PA și PB au fost realizate o serie de miezuri pentru aceste circuite, care dau rezultate foarte satisfăcătoare, datorită aportului de permeabilitate care conduce la economii de cupru, aportului de factor de calitate și calităților de ecranare.

## 7. CONCLUZII

Nici cercetările și cu atît mai puțin aplicațiile feritelor perminvar nu sînt epuizate. O serie de aspecte teoretice, legate de mecanismele de formare a structurii perminvar, de influența temperaturii și a cîmpurilor externe trebuie elucidate. Noi sisteme de ferite perminvar și realizarea de permeabilități mai mari reprezintă obiective de un vădit interes teoretic și practic. Domeniile de aplicație rămîn de asemenea larg deschise: filtre liniare, filtre stabile termic, antene pentru UUS, antene de televiziune, transformatoare de simetrizare etc., sînt numai cîteva exemple de interes imediat. Viitorul ne va arăta în ce măsură se poate conta pe feritele de tip perminvar în rezolvarea altor probleme, de exemplu al miniaturizării și microminiaturizării.

BIBLIOGRAFIE


1] KORNETZKI, M. *Perminvarferrite*, ETZ – A, 80 (1959) nr. 9, sept., pag. 605–609.
2] KORNETZKI, M. *Die spontane Isopermschleife der Mangan-Zink-Ferrite*. Z. Angew Physik, 14 (1962), nr. 7, iulie, pag. 424–427.
3] KIENLIN, A. V. *Magnetische Werkstoffe mit Perminvareffekt. Teil II. Die Bedeutung der Zusammensetzung für den Perminvareffeckt bei Ferriten mit geringen Kobaltgehalt*, Z Augew Physik, 9 (1957), nr. 12 decembrie, pag. 631–640.
4] KIENLIN, A. V. *Beitrag zu Deutung des Perminvareffektes von Ferriten*, Solid state Physics in Electronics and Telecommunications, vol. 3, Academic Press, London, 1960, pag. 4.
5] SIXTUS, K. J. *Magnetische Eigenschaften und Nachwirkung bei Nickelzinkferrit mit Kobaltzusatz*, Solid state Physics in Electronics and Telecommunications, vol. 3, Academic Press, Londra, 1960, pag. 91.
6] RÖSS, E. *Kobaltfreie Ferrite mit Perminvarschleife*, Naturwissenschaft, 46 (1959), nr. 2, ianuarie, pag. 65.
7] TANACH, V., STĂNCIULEA, L., DAVID, B., FRIEDMAN, A. *Realizări în domeniul unor noi tipuri de ferite pentru frecvențe ridicate: ferite perminvar*. Comunicare la sesiunea tehnică-științifică a Uzinelor Electronica București, 29–30 iunie, 1963.
8] CÎRLAN, L., FRIEDMAN, A., DAVID, B., TANACH, V. *Ferite de nichell și nichel-zinc cu adaos de cobalt cu proprietăți perminvar*, Comunicare la cea de a doua Consfătuire „Semiconductori și aplicațiile lor" a Academiei R.P.R., București, 11–13 dec., 1961.
9] KIENLIN, A. V. *Beitrag zur Klärung der magnetischen Nachwirkung und Elektronendiffusion in Ferriten*; Z. Augew Physik, 9 (1957), nr. 5, martie, pag. 245–250.


*Intrat în redacție la data de 20.02 1964*

---

Ing. EREMIA MIHĂILESCU

# Televizorul E47—110°

Caracterizat printr-o stabilitate remarcabilă în funcționare, printr-un număr redus de reglaje și o foarte bună sensibilitate ca și televizorul E43—110°, concepția acestui televizor aparține inginerilor Uzinei, avînd la bază aceeași schemă electrică ca și televizorul E43—110°.

Atît concepția cît și modul de prezentare sînt realizate la un înalt nivel tehnic, aparatul fiind comparabil cu cele mai bune televizoare apărute pe piața noastră pînă în prezent.

Cu un aspect exterior ultra-modern, televizorul E47 realizează pe ecran o imagine de înată calitate, chiar și în cazul recepției în încăperi luminate (prin alegerea corespunzătoare a contrastului).

Aparatul are o iluminare uniformă (pe tot ecranul) și o focalizare uniformă atunci cînd reglajele sînt corect efectuate.

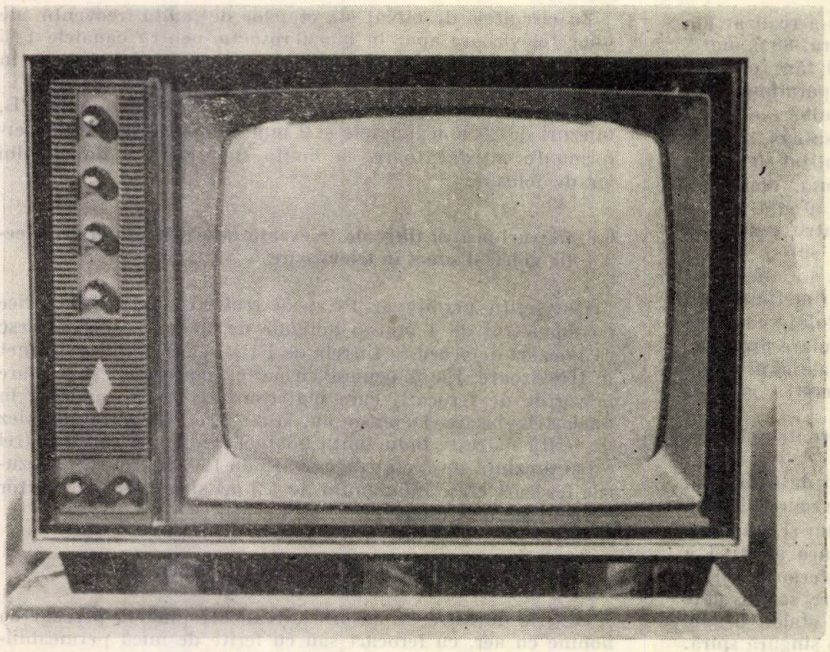


Fig. 1. *Fotografia televizorului: E47—110°*

Sincronizarea și întreținerea sînt stabile și nu se modifică cu reglajul contrastului.

Ca și la E43—110°, problema de bază la proiectarea electrică a fost atenuarea la maxim posibil a radiațiilor bazei de timp cu frecvența liniilor, pentru a se încadra în prevederile STAS-ului 6048/59 cu privire la radiații. Această problemă a fost rezolvată cu succes de către colectivul de proiectare, adoptîndu-se aceeași soluție originală ca și la televizorul E43—110°.

Prezentarea aparatului este făcută într-o casetă foarte elegantă, realizată din placaj furniruit în diferite nuanțe, cu un luciu impecabil, avînd ornamente ingenios îmbinate din metal, email și masă plastică (fig. 1).

Spre deosebire de E43 — 110°, care se folosește numai ca aparat de masă, televizorul E47 — 110° poate fi folosit atît ca aparat de masă cît și cu picioare înșurubabile (fig. 2).

## PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE

— Prin soluțiile adoptate în proiectarea electrică și constructivă s-a urmărit realizarea unui montaj simplu și accesibil care să ofere pe lîngă siguranță în funcționare și comoditate în fabricație și exploatare.

— S-au adoptat în construcția aparatului circuitele imprimate și un șasiu rabatabil în plan vertical. Acestea asigură stabilitatea în funcționare, permit o ușoară manipulare, pun în evidență toate piesele componente și dau posibilitatea unei ușoare depanări și întreținери, fără a fi nevoie de descasetare.

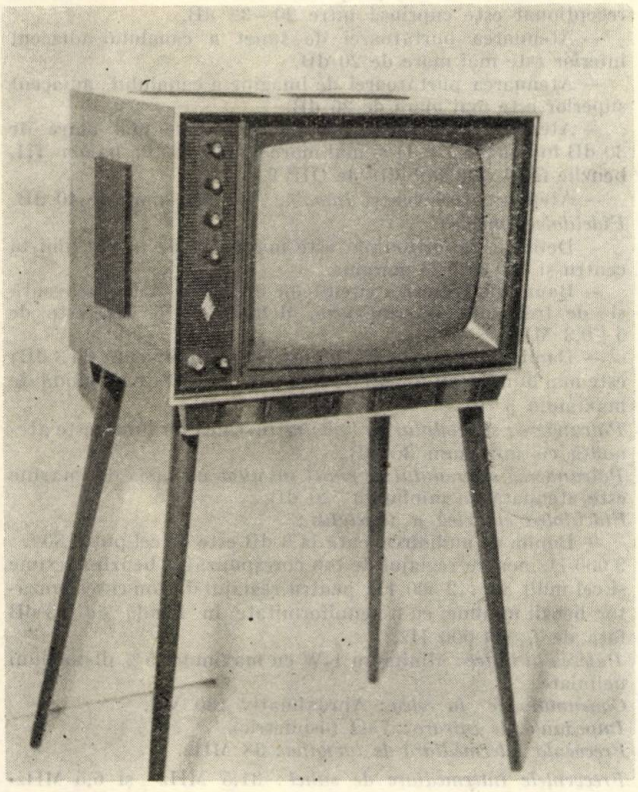


Fig. 2. *Fotografia televizorului E47—110° cu picioare înșurubabile*

— Caseta televizorului este asimetrică, cele mai importante comenzi fiind plasate în față, pe partea stîngă a măștii frontale. Dispunerea comenzilor din față, pe partea stîngă a măștii frontale în loc de partea dreaptă — cum se obișnuiește la majoritatea televizoarelor moderne — a fost dictată, ca și la televizorul E43—110°, de construcția șasiului și de poziția rotactorului pe șasiu.

— Difuzorul (permanent dinamic ∅ 170 mm—1,5 W/3,5Ω) este amplasat lateral — în stînga — asigurînd o reproducere de înaltă calitate a sunetului.

— Schimbătorul de tensiune este vizibil prin intermediul unei decupări practicate în placa din spatele aparatului și este accesibil prin scoaterea capacului din decupare.

— Aparatul este prevăzut cu ferestre de aerisire la partea superioară a casetei în scopul asigurării unei bune răciri, care conduce implicit la îmbunătățirea siguranței în exploatare a televizorului.

## DESCRIEREA SUMARĂ A TELEVIZORULUI

Este un receptor de televiziune tip superheterodină, de clasă medie, în montaj cu o cale comună pentru semnalele de imagine și sunet (cu bătăi între purtătoare) destinat recepției a 12 canale de televiziune din benzile I—III conform normelor OIRT.

Este echipat cu 18 tuburi electronice și 3 diode semiconductoare, dintre care o diodă cu germaniu și 2 diode cu seleniu.

Tubul cinescop de tipul AW 47—91 are diagonala de 47 cm, unghiul de deflecție de 110° și este prevăzut cu ecran aluminizat și focalizare electrostatică.

Adaptarea dintre cablul bifilar simetric de coborîre al antenei cu impedanța de 300Ω și intrarea asimetrică a televizorului cu impedanța de 75Ω, se realizează printr-un adaptor special, care se livrează separat, ca anexă, o dată cu televizorul.

Aparatul are integrat în montaj un atenuator (raport 1/14) care poate fi folosit atît în cazul conectării directe la intrarea televizorului a cablului coaxial asimetric (Z=75Ω) cît și în cazul conectării prin adaptor a cablului bifilar simetric (Z=300 Ω).

Aparatul este prevăzut cu următoarele reglaje manuale: volum sonor, ton, contrast, luminozitate, frecvența liniilor, frecvența cadrelor, liniaritate pe verticală, dimensiune pe verticală, dimensiune pe orizontală, acord fin imagine-sunet.

Alimentarea televizorului se face numai de la rețeaua de curent alternativ (50 Hz) la tensiunile de 110 V, 120 V și 220 V.

Este prevăzut cu 2 siguranțe fuzibile, una de 2 A pentru 110 V și 120 V și cealaltă de 1,3 A pentru 220 V.

Dimensiunile aproximative ale televizorului sînt:
577×360×393 (438) mm, iar greutatea circa 30 kg.

Examinînd schema de principiu a aparatului (fig. 3) se observă următoarele:

— Antena poate fi conectată fie prin intermediul unui atenuator (poziția APR), fie direct cu bobinele de intrare (poz. DEP). Primul caz se aplică pentru recepționarea emițătoarelor din apropiere, iar al doilea caz pentru recepționarea emițătoarelor îndepărtate.

— Blocul RF (ansamblul rotactor) se compune din 2 etaje și anume: un etaj amplificator RF în montaj cascodă, echipat cu dubla triodă 6BQ7A ($T_1$) și un etaj schimbător de frecvență echipat cu partea pentodă a tubului ECF 80 ($T_2$). Partea triodă a tubului ECF 80 îndeplinește funcția de oscilator local. Mixajul între semnalul util și oscilația locală este de tip aditiv.

— Blocul videosunet, realizat pe o placă cu cablaje imprimate, cuprinde: amplificatorul de FI imagine-sunet (calea comună), detectorul videofrecvență, amplificatorul de videofrecvență, amplificatorul de FI sunet și limitator, detectorul de raport simetric (pentru sunet) și amplificatorul de audiofrecvență.

— Amplificatorul de FI imagine-sunet (calea comună) cuprinde 3 etaje amplificatoare FI cu circuite decalat acordate, echipate cu tuburile EF 80 ($T_{101}$, $T_{102}$) și EF 184 ($T_{103}$).

Frecvența intermediară de imagine este 38 MHz, iar prima frecvență intermediară de sunet este 31,5 MHz.

Este de remarcat că o contribuție în amplificarea frecvenței intermediare imagine-sunet o aduce și etajul schimbător de frecvență și anume partea pentodă a tubului ECF 80 ($T_2$).

Pentru îmbunătățirea stabilității în funcționare a întregului receptor și pentru evitarea diverselor cuplaje parazite, s-a adoptat soluția de ieșire a semnalului din blocul RF pe o impedanță joasă. În acest scop, între anodul mixerului și grila primului etaj FI s-a plasat un filtru de bandă realizat din 2 transformatoare cuplate între ele prin intermediul unui cablu de joasă impedanță. Frecvențele finale de acord ale filtrului de bandă sînt 33,5 MHz și 36,6 MHz. În paralel pe primarul celui de al doilea transformator din filtrul de bandă, s-a plasat un circuit-serie de rejecție a sunetului propriu (31,5 MHz).

Plasarea acestui circuit la intrarea primului etaj amplificator FI a fost impusă de eliminarea fenomenului de intermodulație.

Tubul EF 184 folosit în ultimul etaj de amplificare FI este de construcție modernă și prin panta mare pe care o are, precum și capacitățile parazite mai reduse decît la tuburile obișnuite de FI, asigură performanțe îmbunătățite acestui televizor.

Detectorul de videofrecvență, realizat cu performanțe ridicate, este echipat cu dioda cu germaniu tip EFD 106 ($D_{104}$).

Amplificatorul de videofrecvență cuprinde un singur etaj echipat cu tubul PL 83 ($T_{105}$). S-a ales varianta cu un singur tub pentru a realiza un montaj economic.

Amplificatorul de frecvență intermediară sunet și limitator cuprinde 2 etaje echipate cu tuburile EF 80 ($T_{201}$, $T_{202}$). Introducerea a 2 etaje de amplificare a fost impusă pe de o parte de faptul că semnalul de sunet este cules din etajul detector de videofrecvență și nu de pe anodul amplificatorului videofrecvență, iar pe de altă parte datorită atenuării puternice introdusă de circuitele de rejecție din frecvența intermediară. Folosirea celor 2 etaje de amplificare contribuie

la îmbunătățirea limitării modulației parazite de amplitudine. Culegerea semnalului de sunet direct din detectorul de videofrecvență s-a făcut în scopul micșorării influenței sunetului pe imagine. Circuitele de acord pe FI sunet sînt de tipul derivație, acordate pe 6,5 MHz (a doua frecvență intermediară de sunet). S-a ales această soluție pentru că sînt circuite simplu de realizat, reglajul lor nu pune nici un fel de probleme, iar performanțele obținute sînt foarte bune.

Detectorul de raport simetric pentru sunet (demodulatorul de frecvență) este echipat cu dubla diodă cu vid 6AL5 ($T_{203}$).

Amplificatorul de audiofrecvență, realizat cu tubul PCL 82 ($T_{204}$), cuprinde 2 etaje și anume: un etaj preamplificator de tensiune care folosește partea triodă a tubului PCL 82 și un etaj amplificator final de putere care folosește partea pentodă a aceluiași tub. Amplificatorul asigură pe difuzorul permanent dinamic de 1,5 W o putere de ieșire de 1W cu maximum 5% distorsiuni de neliniaritate. Pentru reducerea gradului de distorsiuni de neliniaritate s-a introdus o reacție negativă de tensiune globală.

— Blocul de baleiaj cuprinde, montate pe aceeași placă imprimată, următoarele etaje:

a. Limitatorul și separatorul de impulsuri, echipat cu tubul PCF 82 ($T_{301}$).

b. Generatorul de baleiaj de cadre (pe verticală), echipat cu tubul PCL 82 ($T_{302}$), care cuprinde un oscilator autoblocat (partea triodă a tubului PCL 82) și un amplificator final de cadre (partea pentodă a tubului PCL 82).

c. Multivibratorul cu circuit volant pentru deflecție pe orizontală, echipat cu tubul ECC 82 ($T_{403}$).

d. Comparatorul de fază echipat cu 2 diode cu seleniu tip WJI ($D_{401}$, $D_{402}$).

— Amplificatorul final de linii este un montaj cu diodă de recuperare, echipat cu tuburile PL 36 ($T_{404}$) și PY 88 ($T_{405}$).

— Formarea tensiunii înalte pentru alimentarea anodului tubului cinescop AW 47—91 ($T_{100}$) se obține prin redresarea impulsurilor pozitive de tensiune din timpul cursei inverse (impulsurile de întoarcere) de către dioda EY 86 ($T_{406}$). Tubul EY 86 constituie un redresor de foarte înaltă tensiune (FIT), alimentînd anodul tubului cinescop cu o tensiune de 16 000 V.

— Alimentarea televizorului se face prin autotransformator de la rețeaua de 110 V, 120 V și 220 V (50 Hz). Tensiunea continuă pentru alimentarea tuburilor electronice se obține cu ajutorul unui redresor de înată tensiune (IT) echipat cu 2 diode cu vid PY 82 ($T_{501}$, $T_{502}$).

## Date tehnice

*Comutator de canale*: 12 canale OIRT (48,5—230 MHz)
Banda I: 2 canale (48,5—66 MHz)
Banda II: 3 canale (76—100 MHz)
Banda III: 7 canale (174—230 MHz)

Repartizarea frecvențelor pe cele 12 canale recepționabile:

| | canal | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Frecvența purtătoare de imagine | $f_i$ (MHz) | 49,75 | 59,25 | 77,25 | 85,25 | 93,25 | 175,25 | 183,25 | 191,25 | 199,25 | 207,25 | 215,25 | 223,25 |
| Frecvența purtătoare de sunet | $f_s$ (MHz) | 56,25 | 65,75 | 83,75 | 91,75 | 99,75 | 181,75 | 189,75 | 197,75 | 205,75 | 213,75 | 221,75 | 229,75 |

*Dimensiunile imaginii*: 380×305 mm (diagonala 47 cm)

*Sensibilitatea raportată la purtătoarea de imagine*:

a. Sensibilitatea limitată de amplificare a televizorului raportată la o tensiune pe catodul cinescopului $6V_{ef}$, cu reglajul de contrast în poziția de amplificare maximă, este mai bună decît 120/μV.

b. Pentru un semnal de intrare de 300/μV, raportul semnal/zgomot este mai bun decît 26 dB.

*Reglajul automat al sensibilității* (RAS): pentru o variație continuă a semnalului de intrare de la 250/μV la 25 mV (cu reglajul contrastului la maxim), variația semnalului pe catodul cinescopului este mai mică de 10 dB.

*Selectivitatea raportată la purtătoarea de imagine*:

— Atenuarea frecvenței purtătoare de sunet a canalului recepționat este cuprinsă între 20—32 dB.

— Atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare de 20 dB.

— Atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare de 26 dB.

— Atenuarea frecvenței intermediare este mai mare de 30 dB în benzile I și II și mai mare de 40 dB în banda III, benzile fiind cele stabilite de OIRT.

— Atenuarea frecvenței *Imagine* este mai mare de 40 dB.

*Fidelitatea imaginii*:

— Definiția pe orizontală este mai bună decît 470 linii în centru și 400 linii la margine.

— Banda de trecere a circuitelor de foarte înaltă frecvență și de frecvență intermediară, definită la 6 dB, este de 5±0,3 MHz.

— Banda de trecere a circuitelor de videofrecvență (la 3 dB) este mai bună decît 5,2 MHz, cu o neuniformitate în bandă de maximum 3 dB.

*Pătrunderea semnalului de imagine* pe calea de sunet este atenuată cu minimum 30 dB.

*Pătrunderea semnalului de sunet însoțitor* pe calea de imagine este atenuată cu minimum 20 dB.

*Fidelitatea electrică a sunetului*:

— Banda de audiofrecvență la 3 dB este de cel puțin 80... 9 000 Hz pentru reglajul de ton corespunzător benzii maxime și cel mult 80...2 500 Hz pentru reglajul de ton corespunzător benzii minime, cu o neuniformitate în bandă de ±3 dB față de $f_m$ =1 000 Hz.

*Puterea la ieșire*: Minimum 1 W cu maximum 5% distorsiuni neliniare.

*Consumul de la rețea*: Aproximativ 180 VA.

*Impedanța de intrare*: 75Ω (asimetric).

*Frecvența intermediară de imagine*: 38 MHz.

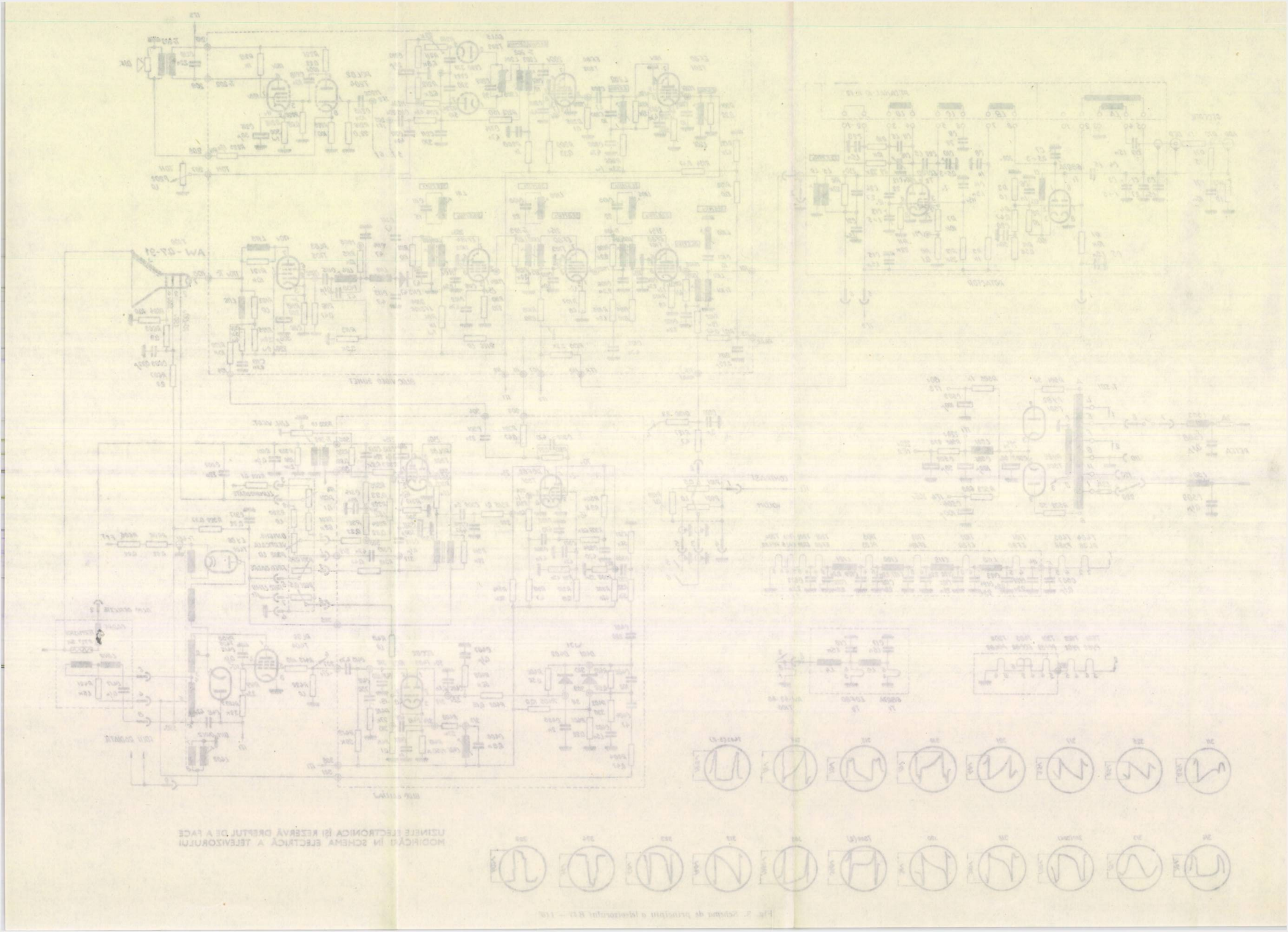
*Frecvențele intermediare de sunet*: 31,5 MHz și 6,5 MHz.

*Tuburile electronice și diodele semiconductoare folosite*:

6BQ7A — amplificator de radiofrecvență.
ECF 80 — schimbător de frecvență și oscilator local.
2 × EF 80 — amplificator de frecvență intermediară (calea comună).
EF 184 — amplificator de frecvență intermediară (calea comună).
EFD 106 — detector videofrecvență.
PL 83 — amplificator videofrecvență.
2 × EF 80 — amplificator de frecvență intermediară sunet și limitator.
6AL5 — detector de raport simetric pentru sunet.
PCL 82 — preamplificator și amplificator final de audiofrecvență.
PCF 82 limitator și separator de impulsuri.
2 × WJ 1 — comparator de fază.
ECC 82 — multivibrator linii.
PL 36 — amplificator final linii.
PY 88 — diodă recuperatoare.
EY 86 — redresor de foarte înaltă tensiune (FIT)
2 × PY 82 — redresor de înaltă tensiune (IT).

UZINELE ELECTRONICA ÎȘI REZERVĂ DREPTUL DE A FACE MODIFICĂRI ÎN SCHEMA ELECTRICĂ A TELEVIZORULUI

Fig. 3. *Schema de principiu a televizorului E47 — 110°*



Ing. CEZAR BOERESCU
și ing. ȘTEFAN ISPAS

# Notă

## privind calcularea diagramelor de radiație ale antenelor formate din panouri standard

Prezenta notă urmărește să clarifice unele principii asupra cărora am constatat adeseori apariția unor interpretări contradictorii.

### 1. CÎȘTIGUL ȘI CARACTERISTICILE DE DIRECTIVITATE ALE UNUI PANOU STANDARD

Panoul standard (fig. 1, *a*) este compus din 4 dipoli în $\lambda_0$' paraleli, coplanari, distanțați între ei cu cîte $\frac{\lambda_0}{2}$, și un reflector pean constituit din bare paralele cu dipolii, de dimensiuni aproximative $\lambda_0 \times 2\lambda_0$, și situat la $\frac{\lambda_0}{4}$ de planul dipolilor. Distribuția de curenți este cea din figura 1,*b*. Direcția de radiație maximă este perpendiculară pe planul dipolilor și pe această direcție cîștigul la frecvența $c/\lambda_0$ (definit ca raportul de puteri de intrare într-o antenă izotropă fără pierderi și în panoul în cauză pentru a da aceeași tensiune cimomotoare maximă) este de 17 (14 dB). Evident, față de dipolul în $\frac{\lambda}{2}$ cîștigul relativ este de 2 dB mai mic. Panoul standard

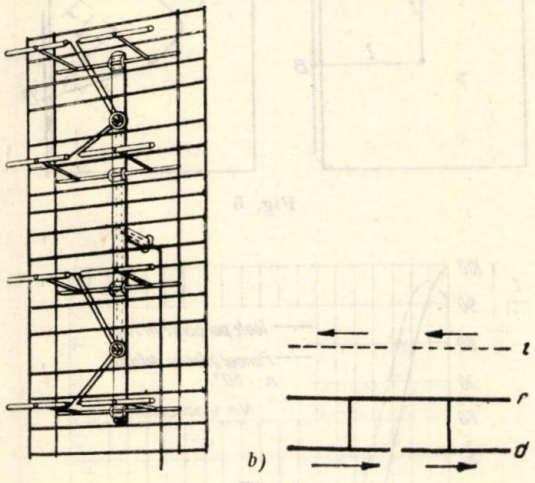



Fig. 1

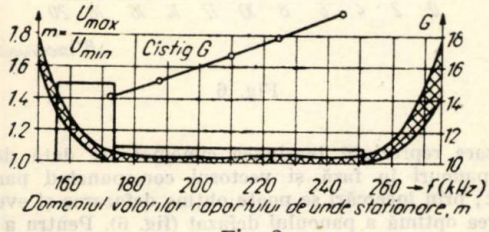



Fig. 2

se poate folosi satisfăcător într-o bandă $\lambda_0(1 \pm 0{,}13)$, avînd rapoartele de unde staționare și cîștigurile din figura 2 (cîștigurile cresc la frecvențe mai înalte prin depărtarea electrică a dipolilor între ei, dar suprafața echivalentă a antenei, $\frac{t\lambda^2}{4\pi} G$ rămîne constantă, aproximativ $0{,}7 \times$ suprafața geometrică $2\lambda_0^2$).

În figura 3 sînt date caracteristicile de radiație în plan orizontal ca amplitudine (în valori de tensiuni cimomotoare specifice) și fază (față de faza tensiunii cimomotoare pe

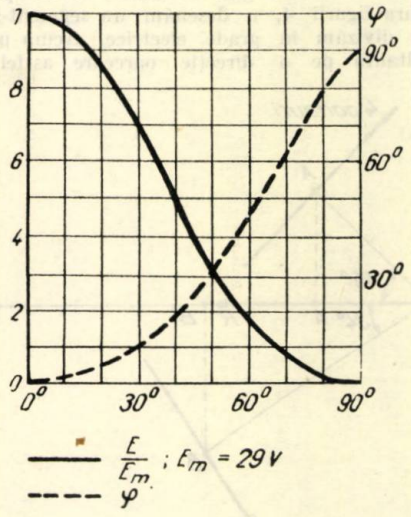



Fig. 3

direcția principală). Subliniem că la 45° de la direcția principală, în planul E, cîștigul este cu 8 dB sub cel maxim și că pînă la $\pm 30°$ faza relativă este sub 10°, deci practic neglijabilă.

Vom considera mai jos că planul E = planul de polaritate orizontală.

### 2. CÎȘTIGUL UNUI GRUP DE PANOURI

Dacă $N$ panouri sînt alimentate cu puterile $p_1, p_2 \ldots p_N$ ($\sum_1^n p_i = P$) și pe o direcție sînt dispuse $n$ panouri în același plan, cîștigul unui panou fiind $G$, ele echivalează pe direcția principală cu o antenă avînd puterea aparentă $G(\sum_1^n \sqrt{p_i})^2$. De exemplu, dacă puterea $P$ este divizată egal între 8 panouri dispuse cîte 3, respectiv 2 pe trei fețe, fața cu 3 panouri va da o putere aparentă $\frac{P}{8} \cdot 9G$, deci un cîștig 1,125 $G$, iar fața cu 2 panouri $\frac{P}{8} \cdot 4G$, deci 0,5 $G$ cîștig.

### 3. COMPUNEREA ÎN PLAN ORIZONTAL A DIAGRAMELOR PANOURILOR CU POLARIZARE ORIZONTALĂ SITUATE ÎN PLANE VERTICALE DFERITE

Fie situația din figura 4, *a*. Centrele electrice ale panourilor sînt respectiv în $A$ și $B$ (cu o neînsemnată eroare din cauza imperfecțiunii planului reflectant). Fie, de exemplu $P_A = \frac{P}{6} 16 \cdot G$ și $P_B = \frac{P}{6} \cdot 4G$ puterile aparente pe direcțiile principale; atunci tensiunile cimomotoare pe diferite direcții se vor obține înmulțind segmentele corespunzătoare de pe diagrama 3 cu valorile $\sqrt{\frac{P}{6} \cdot 16}$ și respectiv $\sqrt{\frac{P}{6} \cdot 4}$.

Ne vom alege în figura 4, *b* o scară la care, de exemplu, dacă tensiunea cimomotoare specifică maximă a unui panou (egală cu 29 V pentru $\lambda_0$) este reprezentată prin 5 cm (ca în fig. 3), valoarea $\sqrt{\frac{P}{6} \cdot 16}$ să reprezinte 1; atunci contribuțiile panourilor $A$ vor fi luate cu dimensiunile din figura 3, cele ale panourilor $B$ pe jumătate, iar rezultatele se vor citi în

tensiuni cimomotoare la o scară în care $5\text{ cm} = 29\sqrt{\frac{P}{6}}\cdot 16$ V.

Vom alege arbitrar o origine a fazelor, de exemplu punctul $C$. La scara figurii 4, *a* desenăm un segment-scară egal cu $\lambda$ şi-l divizăm în grade electrice. Acum putem construi rezultanta pe o direcţie oarecare astfel: Ducem

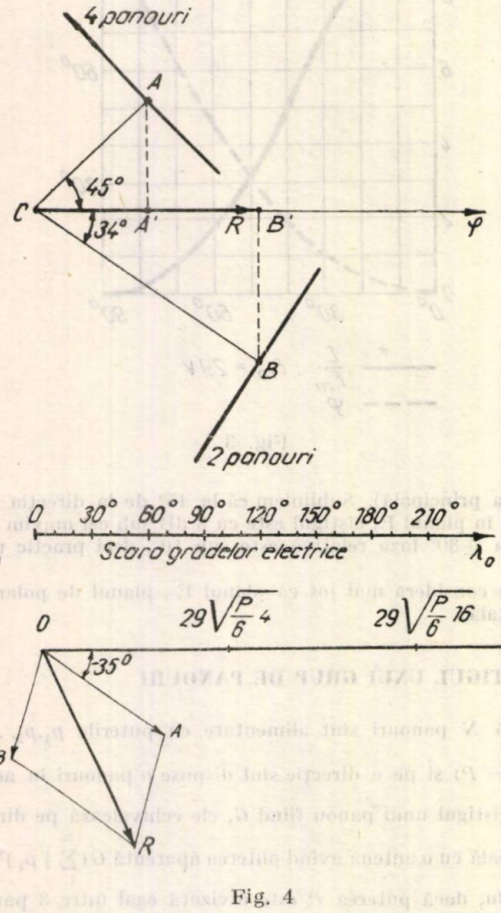



Fig. 4

semidreapta $C\varphi$. Proiectăm ortogonal pe ea punctul $A$ în $A'$. Măsurăm pe segmentul-scară porţiunea $CA'$, în figura 4, *a* ea este de $-60°$ (semnul $-$ se ia pentru anticipare de fază, respectiv $CA'$ în sensul propagării). Măsurăm unghiul direcţiei $\varphi$ cu normala la panourile $A$, aceasta este în figura 4, *a* de 45°. La 45° pe diagrama 3 corespunde o fază de 25°; faza totală este $-60°+25° = -35°$. Desenăm separat (fig. 4, *b*) orizontala $OC$ (pe ea am trasat şi scara tensiunilor cimomotoare) şi ducem o semidreaptă care face cu ea unghiul $-35°$. Pe ea luăm o lungime corespunzînd cu raza vectoare din figura 3, *a*, la unghiul de 45°. Am obţinut componenta dată de panourile $A$. Facem aceleaşi operaţii pentru $B$ ($B'$, defazajul echivalent lui $CB'$ care este $-120°$; faza componentei lui $B$ care este $+14°$, faza totală $-106°$; amplitudinea componentei lui $B$ redusă la jumătate$-$; vectorul reprezentativ). Rezultanta celor doi vectori este tensiunea cimomotoare pe direcţia $\varphi$ şi o desenăm de-a lungul semidreptei $C\varphi$ (pînă în $R$). Repetînd operaţia pentru diverşi $\varphi$ obţinem caracteristica cerută, la scara la care $5\text{ cm} = 29\sqrt{\frac{P}{6}}\cdot 16$ V.

Evident, contribuţiile panourilor privite din direcţia aproape de razanţă se neglijează; la fel cele ale spatelui panourilor.

Dacă panourile sînt alimentate defazat, se alege faza unuia drept origine şi pentru celelalte se adaugă cu semnul ei defazarea, în calculul fazei totale a fiecărei componente. Semnul$-$ corespunde anticipării, semnul$+$ întîrzierii de fază.

## 4. EFECTUL DECALĂRII ŞI DEFAZĂRII

Faţă de alimentarea din figura 5, *a* (panouri în fază), alimentarea din figura 5, *b* are avantajul mai bunei compensări a reactanţelor în bandă şi stabilităţii impedanţei de intrare. Decalarea geometrică restabileşte egalitatea fazelor pe direcţia diagonalei pilonilor; proiecţiile punctelor $A$ şi $B$ sînt distanţate tocmai cu $\frac{\lambda}{4}$, iar defazajul este de $-90°\left(-\frac{\lambda}{4}\right)$.

Defazînd unul dintre panourile de pe aceeaşi verticală, se obţine coborîrea maximului sub planul orizontal şi „umplerea" nulurilor caracteristicii în plan vertical. Aceasta se poate constata uşor construind grafic rezultanta între vec-

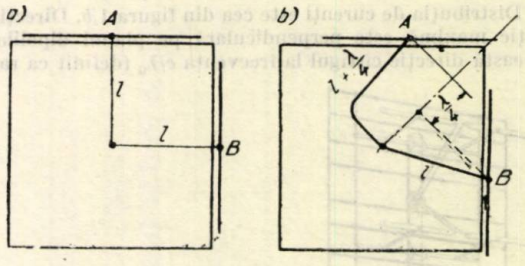



Fig. 5

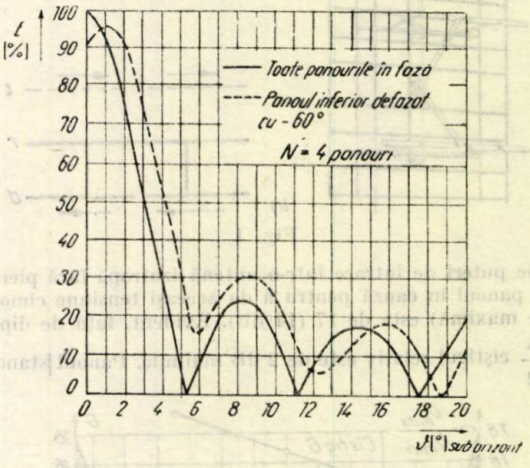



Fig. 6

torul care reprezintă tensiunea cimomotoare dată de cele $N-1$ panouri în fază şi vectorul corespunzînd panoului defazat; prin încercări se poate obţine defazarea şi eventual decalarea optimă a panoului defazat (fig. 6). Pentru a folosi la maximum radiaţia lui este bine ca acest panou să fie înclinat cu unghiul sub care se anulează cîmpul dat de celelalte $N-1$ $\left(\theta \simeq \text{arc sin}\frac{1}{2N-1}\right)$.

**Un microvoltmetru electronic**

Firma Ballantine Lab. Boonton, N. J, specializată de peste 30 ani în voltmetre electronice, a elaborat un nou model cu scări de măsură de la 1 μ V la 1 000 V deviaţie totală pentru tensiuni continui, cu precizie de 1% garantată timp de 2000 ore de funcţionare. Se pot măsura cu acest aparat şi curenţi continui între $10^{-9}$ A şi 1A. Ca amplificator de curent continuu, acest aparat poate oferi o amplificare de 100 dB.

(Din „Funkschau". 24/1964)

**„Interpret" pentru televizoare**

Fabrica „Lenteplopribor" din Leningrad a început construirea în serie a unor dispozitive simple, miniaturizate, adaptabile la televizoarele obişnuite, pentru a le face apte să recepţioneze al doilea canal de acompaniament sonor. Acest canal este introdus în staţiile de emisiune din republicile unionale, pentru transmiterea explicaţiilor vorbite, pe lîngă limba rusă şi în limba populaţiei din regiunea deservită. Transmisiunile bilingve vor fi extinse şi la programele primite prin Interviziune şi Euroviziune, sau interpretate de artişti străini

(Din „Vestnik sviazi", 11, 1964)

**U.R.S.S. introduce al treilea program de televiziune**

La Moscova a început să funcţioneze regulat o staţie de emisiune pentru al treilea program de televiziune. Acest program, de patru zile pe săptămînă, este ocupat în special cu emisiuni educative, printre altele cu lecţii de limbi străine.

Se aminteşte că planul de frecvenţe adoptat în U.R.S.S. prevede în oraşele mari mai multe canale în banda undelor metrice, în timp ce în alte zone banda undelor decimetrice este singura prevăzută. Astfel telespectatorii beneficiază de 2—3 programe de televiziune cu cheltuieli mai mici.

(Din „Radio und Fernsehen, 23/1964)

**Receptoare de televiziune în formă de ochelari**

Un televizor miniatural, cu un cinescop lung de 18 cm, ataşabil lateral în dreptul ochilor, proiectează imaginea sa prin intermediul unor oglinzi, pe sticlele unor ochelari, aşa încît imaginea televizată se suprapune peste imaginea privită prin ochelari. Acest dispozitiv denumit electrooocular a fost realizt în S.U.A. în folosul cercetătorilor, pentru ca aceştia să poată urmări simultan un proces fizic şi indicaţiile unor aparate, sau al chirurgilor, pentru a observa, o dată cu cîmpul operator, şi indicaţiile de puls, presiune a sîngelui etc., sau al aviatorilor pentru a vedea pista de aterizare fără a-şi lua ochii de pe tabloul de comandă etc. Diferenţierea între cele două imagini este foarte netă datorită coloritului, iar dimensiunea imaginii televizate se poate regla.

(Din „Radio und Fernsehen", 23/1964)

**Un nou principiu în construcţia radiolocatoarelor**

Firma Westinghouse a realizat un radiolocator semiactiv, bazat pe efectul Doppler, în care toate circuitele receptorului şi ale subansamblelor de prelucrare a semnalului sînt realizate modular din elemente electronice moleculare. Prototipul radiolocatorului are 5 × 5 × 15 cm şi a fost experimentat în scopul verificării posibilităţilor de folosire a electronicii moleculare în echipamentul de radar. Singurul element nebazat pe electronică moleculară este oscilatorul local, echipat cu tranzistoare.

Noul radiolocator a fost numit MODOR; el lucrează în banda undelor centimetrice, sensibilitatea lui este de $10^{-13}$ W, iar viteza de variaţie Doppler este de 15 kHz/sec.

(Din „British Communication & Electronics, sept. 1964)

**O nouă descoperire sovietică**

Oficiul de invenţii al U.R.S.S. a înregistrat recent o descoperirie a ing. Borzeac P. G. şi a colaboratorilor săi, referitoare la emisiunea electronică. S-a stabilit că la trecerea unui curent electric printr-o foaie extrem de subţire de metal, cu structură insulară (grosime de ord. 40...80 angströmi în cazul aurului) apare un curent de emisiune datorit faptului că o parte din electronii care fac transmisiunea de sarcini între insulele metalice ale foii au o componentă a vitezei normală pe suprafaţa foii.

(Din „Radiotehnika i Electronika, nr. 12/1964)

**Radioamatorii privesc către viitor**

În septembrie 1964 s-a desfăşurat la Geneva congresul clubului internaţional al radioamatorilor, prezidat de J. Gayer, membru al IFRB. S-a discutat mai ales aspectele contribuţiei radioamatorilor la progresul ştiinţei şi tehnicii, prin minuţioasele şi entuziastele lor studii asupra particularităţilor de propagare sau asupra altor fenomene rare ale radiotehnicii. S-au relatat succesele în recepţia semnalelor reflectate de lună (13 iunie 1964, legătura între radioamatorii portoricani şi cei vest-germani prin intermediul lunii). În încheiere, Dr. Smith-Rose, preşedintele Uniunii Radioştiinţifice Internaţionale, vechi radioamator, a pus întrebarea: care radioamator va recepţiona, primul, semnalele transmise de un astronaut de pe lună sau de pe o planetă vecină.

(Din „Journal UIT" nr. 10/1964)

**Sistem de 120 căi telefonice pentru cabluri coaxiale**

Un nou tip de sistem pentru 120 căi telefonice, tranzistorizat, pentru cabluri coaxiale cu un singur tub (circuit coaxial) pentru ambele sensuri de transmisiune, a fost realizat de firma ATE. Benzile de frecvenţă ocupate sînt de 60—552 kHz într-un sens şi de 812—1304 kHz în celălalt sens cu pilot pe 52 şi 1364 Hz şi folosind pentru translaţie un purtător pe 1364 Hz. Filtrarea şi protecţia reciprocă a celor două direcţii este astfel uşoară. Repetoarele se amplasează la cîte 11,25 km distanţă, un singur amplificator fiind folosit pentru ambele direcţii, ceea ce economiseşte electroalimentarea. Cu 25 mA şi 350 V cc se alimentează în cascadă 15 staţii repetoare, staţiile principale fiind distanţate astfel între ele cu peste 300 km. Telesemnalizarea defecţiunilor se face prin însuşi regimul de electroalimentare, în care defectarea unui repetor produce alterări observabile.

(Din „ATE Journal", oct. 1964)

**Radiotelefon**

În Jugoslavia, intreprinderea „Tehnokoop" din Belgrad a început producţia în serie a unui radiotelefon destinat pentru telecomunicaţii pe teritorii întinse.

Noul radiotelefon denumit de constructori „Polefon" lucrează pe unde ultrascurte pe frecvenţe de 30—38 MHz şi are o putere de 10 W. Raza de acţiune a noului radiotelefon este de 40 km. El este echipat cu 12 tuburi electronice şi este alimentat la reţeaua de curent alternativ de 220 V la 50 Hz.

Puterea consumată este de 80 W şi foloseşte ca antenă un dipol iar cuplarea se face cu ajutorul unui cablu cu impedanţa de 300 ohmi.

(Din „It Novine" 30.09.1964)

**Televizoare pe avioanele de pasageri**

Societatea americană de transport „American Airlines" a introdus pe avioanele cu reacţie de pasageri televizoare individuale pe care se poate urmări decolarea şi aterizarea avionului, ca şi diverse emisiuni în timpul zborului.

Programul sonor se ascultă prin căşti cu ajutorul cărora se pot audia programe de muzică stereofonică.

Această instalaţie lucrează în circuit închis.

(Din „Sciences et Mecanique Populaire" nr. 223, dec. 1964)

RÉNÉTEAN, P. I. **Proiectarea circuitelor, integrate**: Neue Techn., 6, (1964), nr. A3, mai, pag. 152—157, 6 fig., 14 ref. bibl.

Circuitele integrate sînt module electronice din dispozitive semiconductoare tratate, respectiv impurificate, astfel ca modulul să cuprindă într-un singur bloc un sistem format din diode, tranzistoare, condensatoare, rezistenţe etc., constituind un circuit electronic complet. După examinarea în general a diferitelor procedee tehnologice folosite în acest scop, se consideră posibilităţile de realizare a unor tranzistoare, diode, rezistenţe, etc., constituind un circuit electronic complet. După examinarea în general a diferitelor procedee tehnologice folosite în acest scop, se consideră posibilităţile de realizare a unor transzistoare, diode, rezistenţe, condensatoare, reactanţe etc. Se discută apoi circuitele integrale tip, care pot fi folosite în schemele logice.

ALON, G. I. şi RASCH, R. **Circuite de coincidenţă rapidă realizate cu diode tunel**, Onde Électr., 44, (1964), nr. 446, mai, pag. 500—503, 7 fig., 9 ref. bibl.

Discriminatorul-formator este compus din două diode tunel într-un montaj monostabil. Prima diodă (IN 3129) îndeplineşte rolul de discriminator (tensiunea de polarizare variind în jurul lui zero); funcţionarea ei în regim monostabil este obţinută datorită sarcinii neliniare reprezentate de dioda tunel. Perioada monostabilului este determinată de caracteristica de comutaţie şi de inductanţa proprie a diodei. Al doilea etaj (IN 3130) foloseşte pentru standardizarea impulsurilor. Circuitul de intrare lucrează în gama de discriminare 5 mV... 2V sau 10 mV... 2V, cu o liniaritate de 1,75%, avînd o impedanţă de intrare de 50 Ω. Amplitudinea semnalului de ieşire este de 330 mV pe o sarcină de 50 Ω cu un timp de creştere de 0,6 ns şi de scădere de 0,7 ns. Frecvenţa de recurenţă este de 240 HMz, asigurînd un timp de tranzit între intrare şi ieşire de 1 ns cu rezoluţia a două impulsuri de 5 ns.

A fost realizat un selector de coincidenţă-anticoincidenţă, cuplajul ansamblului fiind realizat în curent continuu, iar un circuit-poartă rapid comandă blocarea şi deblocarea celor trei discriminatoare-formatoare de intrare. Se descrie schema generală a selectorului, indicîndu-se valorile tuturor elementelor componente.

HYDE, F. J. **Amplificatoare parametrice echipate cu diode varactor**, Proc. I.E.E., 111, (1964), nr. 6, iunie, pag. 1080—1087, 8 fig., 3 tabl., 40 ref. bibl.

Spre deosebire de feritele neliniare, diodele varactor permit realizarea unor amplificatoare parametrice cu niveluri de zgomot foarte reduse în domeniul frecvenţelor ultraînalte şi în microunde. Se analizează principiile amplificării parametrice şi diferitele tipuri de amplificatoare parametrice, clarificîndu-se acestea din punct de vedere al combinaţiilor de frecvenţe utilizate şi al schemelor de principiu. Se studiază proprietăţile diodelor varactor: funcţionarea în regim de semnale mici şi surse de zgomot (zgomotul datorat agitaţiei termice a golurilor şi electronilor, zgomotul datorat curentului direct şi celui invers, zgomotul legat de fenomenul de ionizare etc.). În legătură cu îmbunătăţirea performanţelor amplificatoarelor parametrice, se analizează rezultatele obţinute prin răcirea acestora. Se face un studiu comparativ între aceste amplificatoare parametrice şi alte tipuri echipate cu diode tunel, lasere, fascicul de electroni etc.

GAREIS, W. **Măsurarea automată a factorului de zgomot**, Radio Mentor, 30, (1964), nr. 7, iulie, pag. 568—569, 4 fig.

Măsurarea factorului de zgomot face parte în prezent din verificările obişnuite în ramuri largi ale industriei electronice. Lucrul acesta este valabil în special pentru fabricarea televizoarelor şi adaptoarelor pentru televiziune. De aceea este nevoie şi pentru acest fel de măsurări de un aparat care să lucreze cît mai simplu şi să fie automat. Se descrie un generator de zgomot pentru 40... 80 MHz, pentru un domeniu de măsurare cuprins între 0... 25 $kT_0$, la o precizie de ± 0,5 dB. Se indică de asemenea valorile de exploatare pentru aparatul de verificat, adică tensiunea anodică şi tensiunea de filament pentru blocul de acord, precum şi tensiunea de colector pentru unităţile echipate cu tranzistoare. Amplificatorul de frecvenţă intermediară încorporat lucrează pe o frecvenţă de 38,9 MHz şi cu o lăţime de bandă de 45 MHz, factorul său de zgomot fiind mai mic decît 3 $kT_0$.

Factorul de zgomot al unui etaj de intrare se măsoară în prezent aproape exclusiv cu ajutorul unui generator de zgomot care poate produce o putere constantă de zgomot într-o bandă largă de frecvenţe (zgomot alb). În domeniul frecvenţelor foarte înalte şi ultraînalte cea mai indicată este dioda de zgomot. Puterea de zgomot a unei astfel de diode se poate regla continuu prin intermediul puterii de încălzire a filamentului. Adaptarea la linia de energie nu se modifică în acest caz aproape de loc, iar curentul anodic este direct proporţional cu puterea de zgomot produsă.

Principiul acestei măsurări este bine cunoscut. Intrarea aparatului de verificat se racordează la generatorul de zgomot. Ieşirea se racordează la un amplificator a cărui amplificare trebuie să fie suficientă pentru a amplifica zgomotul propriu al aparatului de verificat, încît el să poată fi indicat de un aparat de măsurat. Apoi se aplică şi se reglează tensiunea de filament a diodei generatorului de zgomot în aşa fel încît puterea de zgomot indicată de instrument să se dubleze. În acest caz zgomotul aparatului de verificat şi cel al generatorului de zgomot au aceeaşi valoare. Lăţimea de bandă a amplificatorului conectat după aparat nu are nici o importanţă, deoarece influenţa sa este aceeaşi şi asupra zgomotului etajului de intrare cît şi asupra zgomotului produs de generatorul cu diodă.

Pentru a indica puterea de zgomot foarte redusă a etajelor de intrare moderne este necesară o amplificare foarte mare cam de ordinul a $10^6$. Aceasta înseamnă că sînt necesare cinci pînă la şase etaje de amplificare. Amplificarea trebuie să fie foarte constantă în timpul măsurării. O creştere a amplificării spre exemplu cu 1,1 dB după conectarea divizorului de tensiune aduce după sine o înjumătăţire a factorului de zgomot măsurat. Soluţia optimă pentru astfel de variaţii de amplificare este dată de scurtarea duratei de măsurare. De altfel aceasta reprezintă în acelaşi timp şi primul pas pentru automatizarea procesului de măsurare.

La aparatele de verificat, ca spre exemplu amplificatoarele de antenă sau schimbătoarele de canale ale televizoarelor, care lucrează pe o frecvenţă fixă, s-a încetăţenit de cîţiva ani deservirea manuală a aparatului, deoarece reglarea tensiunii de filament a diodei generatorului de zgomot şi citirea factorului de zgomot pe fiecare canal necesită numai cîteva secunde. În cazul unor aparate cu acord continuu, ca spre exemplu în cazul radioreceptoarelor de unde scurte, a aparatelor de unde ultrascurte sau a adaptoarelor de frecvenţe ultraînalte pentru televizoare, această metodă nu a mai putut fi utilizată. De aceea s-a prevăzut un dispozitiv automat care reglează puterea de filament a diodei generatorului de zgomot astfel încît tensiunea dreptunghiulară obţinută pe oscilograf să devină nulă.

Aparatul realizat cuprinde şi blocul de alimentare cu curent al aparatului de măsurat, care livrează tensiunea anodică şi de filament pentru tuburile de verificat, sau tensiunea de colector pentru tranzistoarele de verificat.

ROWE, H. E. **Modulaţia de freevenţă sau de fază cu o purtătoare de zgomot**, Proc. IEEE, 52, (1964), nr. 4, aprilie, pag. 396—408, 12 fig.

Comportarea unui sistem ideal de modulaţie de frecvenţă sau de fază se studiază în cazul cînd purtătoarea sinusoidală obişnuită a fost înlocuită printr-un zgomot întîmplător gaussian de bandă îngustă, cu amplitudinea limitată sau nu

Utilizarea unei purtătoare de zgomot într-un sistem cu modulaţie de frecvenţă sau de fază produce un zgomot suplimentar care apare la ieşirea receptorului împreună cu semnalul util, în afară de zgomotul de la ieşire datorit zgomotului canalului şi care nu este luat în considerare în lucrare. Se consideră că sistemul este utilizat pentru transmiterea unui semnal multiplex cu o singură bandă laterală, constînd din mai multe canale de bandă îngustă adiacente şi că se urmăreşte obţinerea la ieşire a unui acelaşi raport semnal/zgomot pe fiecare din aceste canale. Pe baza acestor presupuneri, rezultă că modulatorul de fază, trebuie să aibă un indice de fază maxim de circa 1 radian şi să fie comandat de un semnal de bandă modulat, mai curînd decît de un semnal în banda de bază. Pe baza rezultatelor lui Rice, se prezintă curbele pentru raportul semnal/zgomot la ieşire, lărgimea de bandă a informaţiei transmise de sistem, translaţia de frecvenţă a semnalului multiplex în banda de bază necesară înaintea modulaţiei şi indicele de fază maxim cerut de modulator.

ROWE, H. E. **Modulaţia de amplitudine cu o purtătoare de zgomot**, Proc. IEEE, 52, (1964), nr. 4, aprilie, pag. 389—395, 5 fig., 6 ref. bibl.

Se calculează densitatea spectrală şi puterea totală a zgomotului de la ieşirea unui sistem ideal cu modulaţie de amplitudine, în care purtătoarea sinusoidală a fost înlocuită cu o bandă îngustă de zgomot întîmplător, avînd frecvenţa la mijlocul benzii $f_0$ şi semilărgimea de bandă B. Un sistem optic de acest tip utilizează ca purtătoare, o linie spectrală incoerentă, mai curînd decît ieşirea coerentă a unui maser optic. Se obţine o îmbunătăţire considerabilă prin deplasarea semnalului din banda de bază într-o bandă de frecvenţă mult mai joasă decît frecvenţa $f_0$, dar mult mai mare decît B, înaintea modulaţiei cu purtătoare de zgomot. Într-un sistem optic, acest semnal modulat astfel translatat poate să se plaseze în domeniul microundelor. Se prezintă curbele rapoartelor semnal/zgomot, în funcţie de raportul lărgimea benzii modulate/semilărgimea de bandă B (W/B), pentru cazul benzii de bază şi pentru cazul microundelor. Se constată că în ambele cazuri zgomotul de la ieşire descreşte cînd W/B descreşte. Pentru un raport dat W/B, zgomotul la ieşire este mult mai mic în cazul microundelor decît în cazul benzii de bază. De aceea, rapoartele mari la ieşire semnal/zgomot se obţin atunci cînd lărgimea benzii modulate W este mică comparativ cu B, iar banda de modulaţie este centrată pe o frecvenţă din domeniul microundelor mult mai mare decît B.

GOSLING, W. **Aplicaţii ale tranzistorului cu efect de cîmp în circuite. Circuite de intrare.** Brit. Commun. Électron. 11, (1964), nr. 7, iulie, pag. 476—479, 8 fig., 2 ref. bibl.,

Tranzistorul unipolar, sau cu efect de cîmp, este folosit cu succes în circuitele de intrare ale amplificatoarelor care necesită impedanţe mari de intrare. Pentru a se obţine o impedanţă mare, în circuitul electrodului sursă trebuie introdusă o rezistenţă cît mai mare, deci pe aceasta apare o cădere mare de tensiune (în c.c.). Pentru a se obţine o rezistenţă de c.c. mică şi totuşi o rezistenţă diferenţială mare, se foloseşte un tranzistor care lucrează la un curent aproximativ constant. Acest etaj de intrare este un etaj cu electrodul de drenare la masă; etajul cu electrodul de sursă la masă, prezintă şi el o impedanţă mare de intrare, în timp ce etajul cu electrodul-poartă la masă are impedanţa mai mică. Etajele de intrare cu tranzistoare unipolare au şi avantajul unei tensiuni mici de zgomot (2...3 μ Vef) pentru un amplificator cu banda 100 Hz... 10 kHz (raportat la electrodul-poartă). Acest zgomot depinde de temperatură, crescînd simţitor peste 50 °C la tranzistoarele cu siliciu. În amplificatoarele de c.c., tranzistorul unipolar are dezavantajul că prezintă derive mari (7 mV/grd) din cauza dependenţei curentului de drenare de temperatură. Totuşi deriva poate fi mult scăzută prin metode de compensare, fie înlocuindu-se rezistenţa de drenare cu o rezistenţă cu coeficient pozitiv de temperatură, fie folosindu-se un montaj diferenţial.

YOUNG, J. F. **Comparaţie între tuburile cu catod rece şi tranzistoare în circuitele de comutaţie din instalaţiile industriale**, Brit. Commun., Electron., 11, (1964) nr. 7, iulie, pag. 484—486, 2 fig., 17 ref. bibl.

În industrie, tranzistoarele înlocuiesc din ce în ce mai mult tuburile cu catod rece în circuitele de comutaţie. O comparaţie a caracteristicilor acestor elemente arată că din punct de vedere al puterilor comandate, tuburile cu catod rece comandă puteri de circa 1,5 W în timp ce tranzistoarele pentru comutaţie rapidă ating 5 W. Tranzistoarele sînt adecvate pentru a comanda impedanţe mici iar tuburile pentru impedanţe mari. Nivelurile de tensiune sînt de 100...200 V pentru tuburile cu catod rece şi 10...100 V pentru tranzistoare; tensiunile de comandă sînt de 50...150 V respectiv 0,2...0,5 V. Din punct de vedere al stabilităţii, trebuie avută în vedere influenţa temperaturii asupra caracteristicilor tranzistoarelor; tensiunea de aprindere a tuburilor cu catod rece creşte de obicei cu îmbătrînirea lor. Preţul celor două tipuri de dispozitive este comparabil în prezent dar cel al tranzistoarelor este în continuă scădere. Din punct de vedere al performanţelor în circuit, tranzistoarele prezintă căderi mai mici de tensiune şi deci disipă o putere mai mică; avantajul tubului cu catod rece constă în faptul că, în funcţionare se iluminează şi nu mai necesită un indicator vizual, ca tranzistorul. Din punct de vedere al cîmpurilor parazitare, tuburile cu catod rece sînt mai susceptibile de erori datorită impedanţelor mai mari. Folosite în circuite logice, tranzistoarele sînt superioare tuburilor cu catod rece, deoarece se pot obţine elemente logice cu polaritate variabilă, deci o economie în circuit.

* * **Sisteme pentru taxarea legăturilor telefonice şi telegrafice folosind contorizarea prin semnale periodice**, Bollettino Tecnico P.T.T., nr. 3, anul XLII, pag. 94—114.

Contorizarea legăturilor telegrafice (Telex) prin semnale periodice a fost introdusă în Elveţia din anul 1957.

Acelaşi sistem de taxare a fost introdus de asemenea în reţelele telefonice abia în anul 1963, din cauza dificultăţilor de înlocuire a vechiului sistem de taxare după unităţi de „3 minute" care se aplică din anul 1890.

Aproximativ în 1951...1952 se introduce treptat în Elveţia selecţia automată în traficul interurban, care cuprindea iniţial numai oraşele şi localităţile mari. Tariful local de 10 rp este înregistrat automat de contoare. Restul legăturilor interurbane se efectuează manual iar taxarea se efectuează prin completarea de către operatoare a unor tichete. Timpul se înregistrează de către un calculograf. Automatizarea traficului telefonic interurban se extinde mereu, iar modul automat de taxare a legăturilor telefonice locale se menţine şi se extinde asupra celui interurban. Fiecărui circuit interurban ieşind, sau selector final i se conectează un dispozitiv de înregistrare a timpului, care, cu ajutorul unui ceas, măsoară unităţi de 3 min. Contorul abonatului chemător înregistrează prin semnale de curent fiecare perioadă de 3 min a duratei de convorbire.

Contoarele utilizate în prezent pentru fiecare abonat sînt montate cîte 100 de bucăţi (10×10) pe un panou. Înregistrarea contoarelor se efectuează prin fotografierea lor pe un film. Aceste citiri sînt centralizate şi contabilizate pe fişe perforate.

Pentru taxarea legăturilor telefonice internaţionale se propune de asemenea tariful după 3+1 min, care va trebui să fie aprobat prin convenţie internaţională.

Sistemul de taxare după zone este unul din factorii care caracterizează reţeaua telefonică cu selecţie automată şi are o mare importanţă economică. Tehnica taxării trebuie concepută cît mai suplă şi mai economică pentru a se evita desele majorări de tarife în vederea compensării deficitelor. Actualul sistem de taxare nu ţine seama în mod suficient de condiţiile traficului naţional existent, complet automatizat şi nici de evoluţia spre un trafic internaţional automat.

Pentru stabilirea celui mai economic şi avantajos sistem de taxare a convorbirii telefonice este necesară o examinare critică a tuturor modurilor de taxare.

Cele două soluţii în această problemă sînt: înregistrarea centralizată a taxelor şi taxarea prin semnale periodice.

În cazul înregistrării centralizate a taxelor datele unei convorbiri telefonice, cum ar fi: numărul abonatului chemător, zona şi numărul abonatului chemat, durata convorbirii, eventual timpul şi data convorbirii etc. sînt toate imprimate centralizat într-un dispozitiv de memorizare unic, de exemplu pe o bandă perforată, pe o bandă magnetică sau pe un tambur magnetic. Contorul de taxare al fiecărui abonat devine astfel inutil. Sînt posibile unele combinaţii între cele două sisteme adică: utilizarea contoarelor pentru convorbiri locale sau regionale şi înregistrarea centralizată pentru convorbirile interurbane. Introducerea sistemului de înregistrare centralizată într-o reţea telefonică automată existentă implică cheltuieli importante pentru adaptarea echipamentului în vederea obţinerii posibilităţilor de identificare a abonaţilor.

Exploatarea şi întreţinerea sistemului de înregistrare centralizată a taxelor este foarte costisitoare. Acest sistem este în plină dezvoltare şi poate avea o mare importanţă în raport cu centralele automate electronice sau semielectronice. Se pare că din punct de vedere al echipamentului existent, pentru Elveţia sistemul de taxare cel mai adecvat este cel prin semnale periodice.

Acest sistem de taxare a fost conceput în Suedia în anul 1932. În anul 1937 sistemul suedez s-a modificat prin introducerea unui generator central pentru cadenţă, sistem rămas pînă în prezent. Acest sistem menţine de asemenea contorul de taxare atribuit fiecărui abonat, ca şi în cazul tarifului după 3 min. Diferenţa principală este că pentru diferite zone de taxare nu rămîne constantă durata de taxare, ci unitatea de plată pentru fiecare perioadă de taxare. Divizarea taxei se realizează prin aceea că fiecărei zone de taxare i se atribuie o perioadă de taxare proprie, aşa-numita cadenţă. În cazul acestui sistem, în timpul convorbirii sînt transmise la contorul de taxare al abonatului semnale de taxare, repartizate la intervale scurte de timp. Frecvenţa de susccesiune a acestor semnale depinde de zona de taxare. Cu cît taxa este mai mare cu atît frecvenţa semnalelor devine şi ea mai mare.

În telefonie, ca şi în telegrafie, taxarea prin semnale periodice prezintă aceleaşi avantaje:

— pentru abonaţi aduce economii, fiind o taxare după timpul efectiv de convorbire;

— pentru întreprinderea de telecomunicaţii constituie un sistem simplificat, uşor de întreţinut şi permite modificarea uşoară a tarifelor.

Acest sistem de taxare a fost introdus în unele ţări din Europa de vest. Sistemul acesta de taxare va fi introdus şi în viitoarea reţea telefonică internaţională. Această reţea cu comutaţie manuală a fost modificată de curînd în comutaţie semiautomată. Comutaţia semiautomată menţine numai operatoarea din centrala din străinătate, care obţine automat legătura cu abonatul sorit. Astăzi 90% din traficul telefonic elveţian cu străinătatea este obţinut prin comutaţie semiautomată.

Tendinţa este de a se automatiza complet traficul telefonic internaţional. Sistemul de taxare după 3 min nu poate fi aplicat în traficul internaţional din cauza taxelor prea mari, care ar trebui să fie suportate de abonat în cazul unei comutaţii greşite din motive tehnice sau din vina abonatului. Taxarea prin semnale periodice cu o frecvenţă mare, deci cu taxă mică, nu ar reprezenta o sumă prea mare în cazul unei comutări eronate. Introducerea sistemului de taxare prin semnale periodice constituie o mare dificultate pentru Elveţia, întrucît ar necesita modificarea celor 900 centrale telefonice automate existente sau adaptarea cu acestea. Pentru această operaţie de transformare şi adaptare se propune o perioadă de 5 ani. Între timp, pentru a veni în sprijinul abonaţilor şi a realiza tarife cît mai avantajoase, s-a micşorat tariful celor 3 min prin introducerea reducerilor în timpul nopţii şi al sărbătorilor.

* * **Echipament pentru detectarea erorilor din sistemele Telex.** Ind. Electron. 2, (1964), nr. 7, iulie, pag. 349.

S-a constatat că erorile introduse la sistemele Telex sînt de ordinul 1...20 000, deci destul de mici. Pentru cazurile cînd se cer precizii mai mari, trebuie introdus echipamentul pentru detectarea erorilor. Un mesaj transmis prin teleimprimator este transmis prin sistem şi în acelaşi timp este înmagazinat automat de echipamentul de detectare al erorilor. La centrul de primire, mesajul este înregistrat şi transmis şi în acelaşi timp retransmis centrului de emitere a mesajului şi anume detectroului de eroare. În detector, mesajul original înmagazinat este comparat cu cel primit de la staţia de recepţie, orice discrepanţă existentă fiind semnalată. Echipamentul este în întregime echipat cu tranzistoare, cablajul fiind de tip imprimat. Instalaţia lucrează corect la 40° C şi consumă aproximativ 50 W.

MICHELOT, J. **Principiul stereofonic cu modulaţie de frecvenţă,** Toute Électron. (1964), nr. 287, iul. — aug., pag., 263—267, 10 fig.

Pentru ca acelaşi receptor să poată recepţiona atît programele stereofonice cît şi cele monfonice, emiţătorul trebuie să poată transmite ambele feluri de informaţii. Aplicînd la intrarea unei punţi rezistive perfect echilibrate semnalele provenite de la două traductoare, apare la ieşire un semnal M obişnuit prin adunarea celor două semnale şi un semnal S obişnuit prin scăderea lor. Semnalul M — calea monofonică — se aplică direct la modulatorul emiţătorului şi este recepţionat ca un semnal obişnuit de către orice receptor. Semnalul S — calea stereofonică — este aplicat modulatorului prin intermediul modulator în inel care elimină purtătoarea de IF de 38 kHz. Ştiind că la o transmisiune cu modulaţie de amplitudine, puterea medie a emiţătorului e constantă oricare ar fi adîncimea de modulaţie, rezultă că emiţătorul nu va mai da putere în IF decît în timpul transmisiunii informaţiei de JF. Dacă JF lipseşte, emiţătorul nu radiază nimic în atmosferă — deci se pot transmite două informaţii simultane fără a supraîncărca emiţătorul. Acest semnal S nu va putea fi recepţionat de un receptor cu detecţie obişnuită decît dacă emiţătorul transmite 38 :2 = 19 kHz, din care să se reconstituie la recepţie purtătoarea de IF.

Modulatorul în inel e format din două transformatoare şi patru diode riguros identice. Se analizează funcţionarea lui în cazul cînd se aplică numai semnalul de JF, sau numai semnalul de IF, sau ambele semnale. Rezultă că tensiunea de IF nu poate apare la ieşire decît dacă se aplică şi o tensiune continuă la intrare, iar amplitudinea tensiunii de IF e determinată de valoarea tensiunii continue aplicate la intrare. Tensiunea de IF de la ieşire este acum modulată şi în fază şi în amplitudine. Se analizează diversele posibilităţi de realizare a modulaţiei. Pentru ca emiţătorul să transmită simultan semnalele M şi S, se va aduna semnalul monofonic cu semnalele obţinute la ieşirea din modulatorul în inel.

LIMBERG, A. L. R. **Indicaţii pentru măsurarea performanţelor receptoarelor stereofonice cu modulaţie de frecvenţă,** IEEE Trans. Broadcast and TV, BTR, (1964), nr. 1, mai pag. 14—26, 4 ref. bibl.

Sînt descrise măsurile standard care trebuie efectuate asupra receptoarelor stereofonice: a) controlul bunei funcţionări în condiţiile scăderii nivelului subpurtătoarei-pilot; b) controlul stabilităţii oscilatorului-pilot; c) măsurarea capacităţii de separaţie stereo; d) măsurarea distorsiunilor armonice; e) măsurarea distorsiunilor de intermodulaţie la frecvenţa în jurul a 38 kHz; f) controlul selectivităţii circuitelor de refacere a subpurtătoarei; g) diafonia canalului purtătoarei de semnal; h) măsurarea filtrării componentelor ultraacustice; i) desensibilizarea indicatorului de recepţie stereofonică la zgomotul de fond; j) reacţia în frecvenţa intermediară; k) determinarea caracteristicei semnal-zgomot; 1) modularea semnalului-pilot.

Se prezintă un tabel centralizat al măsurărilor şi valori de referinţă pentru fiecare din măsurări.

DARLINGTON, SIDNEY. **Demodularea semnalelor modulate în frecvenţă, de unică putere şi de bandă largă,** Bell Syst. Techn. J. 43, (1964), nr. 1, partea 2, ianuarie, pag. 339—374, 18 fig., 2 tabl. 16 ref. bibl.

Pentru a asigura o înaltă fidelitate detecţiei semnalelor analogice cu modulaţie de frecvenţă de mică putere şi de bandă largă, se cuantifică semnalul înainte de a-l aplica

modulatorului. Demodularea acestei combinații denumită PAM-FM (modulație în amplitudine de impuls – modulație de frecvență) permite utilizarea unei analize spectrale care nu poate fi aplicată în cazul variației continue a frecvenței. Prin transmiterea unei benzi largi se utilizează eficient puterea corespunzătoare modulației în frecvență, puterea de vîrf fiind egală cu puterea medie.

Se analizează circuitele de analiză spectrală în raport cu sensibilitatea la zgomot. Se compară astfel receptoarele cu modulație de frecvență, cele utilizînd reacția și în special cele utilizînd comutarea de deplasare de frecvență.

Se prezintă o combinație a analizei spectrale și a detecției de frecvență.

MATHYS, R. J. **Difuzor electrostatic**, Audio, 48, (1964), nr. 5, mai, pag. 19–24 și 73, 7 fig., 7 ref. bibl.

În comparație cu celelalte tipuri de difuzoare, cel electrostatic este recomandat ca avînd foarte bune performanțe electrice și fiind ușor de construit de către radioamatori, în condiții de cost redus. Se descrie amănunțit construcția unui astfel de difuzor, insistîndu-se asupra membranei din material plastic, acoperită cu grafit și prinsă între două grile metalice. Calitățile acustice bune se datoresc repartiției uniforme a tensiunii de comandă pe membrană și masei mici a membranei. Se descriu tipuri de difuzoare cu o singură membrană și cu mai multe membrane, corespunzînd unor domenii diferite de frecvență și care acoperă game mai largi cu eficiență superioară. Se analizează problema stabilității statice – la aplicarea tensiunii de polarizare – și a stabilității dinamice – la aplicarea semnalului acustic – se dau indicații practice de construcție.

BRUCH, W. **Montaje de demodulație pentru receptoarele de televiziune în culori PAL**, Telefunken Ztg 37, (1964), nr. 1, ianuarie, pag. 62, 24 fig., 10 ref. bibl.

Se prezintă cîteva montaje speciale utilizate pentru demodularea semnalelor în sistemul PAL. Unul din acestea, un decodificator, permite obținerea semnalului PAL nu numai după metoda de demodulație cu linie de întîrziere (PAL) ci și după principiul de demodulare fără linie de întîrziere (PALs). Acest decodificator, a cărui schemă se descrie, este comutabil și pentru sistemul NTSC, prin oprirea sistemului de comutare PAL. Se descrie modul de construcție a unei linii cu întîrziere reglabilă și se dau caracteristicile acesteia. Se descriu, de asemenea, demodulatoarele utilizate în receptoarele de televiziune care lucrează în sistemul NTSC și care au avantajul că obțin direct două din semnalele necesare pentru comanda tubului cinescop, al treilea fiind obținut cu ajutorul unei matrice simple și al unei scheme de inversare. Aceste semnale se pot obține și în sistemul PAL (fără linie de întîrziere) dintr-un sistem corespunzător de demodulație. Așa cum rezultă din relațiile matematice ale sistemului NTSC, se pot obține semnalele de culoare de diferență din combinarea liniară a celorlalte două semnale. Se prezintă schema-bloc a unui demodulator utilizînd metoda matricei și cea a unui demodulator universal. Pentru a se reduce prețul demodulatoarelor cu linie de întîrziere, se recomandă folosirea liniilor de întîrziere cu lungime redusă și cu un singur traductor electromecanic. O altă metodă PAL de demodulare poate fi realizată prin folosirea unor detectoare de modulație în amplitudine dacă frecvența purtătoare de referință este mărită la frecvența purtătoare a semnalului de crominanță înainte de intrarea în demodulator.

AUBERT, ROGER. **Televiziunea în culori. Problema europeană**, Bull. S.F.E., 5, (1964), nr. 53, mai, pag. 287–297, 12 fig.

Actualitatea televiziunii în culori este marcată de numeroasele încercări care au loc în diferite țări. S-a convenit între țările europene să fie adoptat un sistem unic, care să permită schimbul de programe. Autorul prezintă principiile fizice și fiziologice pe care se bazează aceste sisteme și criteriile care permit aprecierea compatibilității lor cu televiziunea în alb-negru; apoi examinează soluțiile tehnice existente în prezent și anume: sistemul american NTSC (National Television System Comity), sistemul francez SECAM (sequentiel á mémoire) și sistemul PAL (Phase alternate line). Fiecare din aceste sisteme are anumite insuficiențe. Sistemul SECAM permite utilizarea televizoarelor actuale, în alb-negru, fără nici un reglaj suplimentar pentru culori.

SMITTEN F. J. In DER. **Problemele și instalațiile tehnice ale laboratorului de televiziune în culori al radiodifuziunii vestgermane**, Funkschau, 36, (1964), nr. 7, apr., pag. 161–162.

În mai 1963, Radiodifuziunea din R.F. Germană a început să instaleze un laborator pentru televiziunea în culori realizînd între timp și prima etapă a acestei construcții. Laboratorul trebuie să execute cercetări utilizînd instalații de transmisiune pentru camere videocaptoare, pentru diapozitive și pentru filme, toate în culori.

În timp ce Institutul pentru tehnica radiodifuziunii din München și Oficiul central pentru tehnica telecomunicațiilor din Darmstadt fac încă de un anumit timp cercetări asupra bazelor științifice ale televiziunii în culori, cercetările întreprinse de laboratorul pentru televiziunea în culori al WDR (Radiodifuziunea vest Germană) sînt orientate în primul rînd asupra problemelor de natură tehnică, de exploatare.

Centrele de greutate ale lucrărilor sînt axate pe stabilirea caracteristicii spectrale de transmisiune a instalațiilor de explorare prin cameră videocaptoare sau cu film, pe stabilirea curbelor spectrale de reemisiune ale subiectelor colorate, aceasta pentru a elabora bazele unei alegeri a decorurilor și costumelor corespunzătoare pentru televiziunea în culori.

Laboratorul se compune dintr-un studiou experimental cu o suprafață de 300 m², precum și din încăperile pentru instalațiile tehnice, avînd în total 250 m². La acestea se adaugă alte încăperi cu o suprafață totală de 600 m², care într-un alt stadiu de evoluție experimentală pot să fie utilizate ca atelier pentru decorații sau ca spațiu pentru recuzită.

Instalațiile tehnice conțin o încăpere de control, o încăpere centrală pentru aparate, o încăpere pentru înregistrarea magnetică a imaginii, o încăpere pentru măsurări și reparații și o încăpere de reprezentări, care poate să servească în același timp și pentru problemele de învățămînt.

Ca surse de imagine stau la dispoziție o instalație pentru cameră videocaptoare în culori tip TK 41 c marca RCA și o instalație pentru diapozitive în culori, precum și o instalație Fernseh GmbH pentru film colorat.

Camera videocaptoare în culori generează semnale de culori cu ajutorul a trei tuburi orticon. Descompunerea fasciculului optic în trei componente de culoare se face cu ajutorul prismelor dicroitice. În afară de capul de luat vederi, cu camera, din instalație mai fac parte și un pupitru de control cu panoul de comandă, amplificatoarele principale, monitorul video și osciloscopul de nivel.

Pentru cercetarea problemelor tehnice a studiourilor relative la înregistrarea magnetică a semnalelor în culori, laboratorul dispune de o instalație de înregistrare magnetică aptă să lucreze în culori.

Instalația este complet tranzistorizată. Față de o instalație în alb-negru, ea are o frecvență purtătoare mai înaltă, o mai mare lărgime de bandă de frecvență intermediară a canalelor de amplificare, precum și circuite speciale pentru timpul de trecere, reglate electronic, pentru corectarea automată a erorilor de timp cauzate de capetele rotitoare.

Laboratorul pentru transmisiuni în culori se află în legătură permanentă, printr-un radioreleu pe unde centimetrice, cu clădirea principală de conexiuni a televiziunii. Prin acest radioreleu, pot să fie transmise oricînd, pentru încercări, semnale în culori la emițătoarele WDR. O instalație de recepție de foarte bună calitate face posibil ca semnale în culori emise să fie din nou recepționate în laborator, sau să fie utilizate pentru aprecierea calității emițătoarelor ori pentru verificarea receptoarelor pentru emisiuni în culori.

După terminarea lucrărilor de instalare și de măsuri inițiale s-a trecut la executarea problemelor propriu-zise.

Chiar de la primele încercări au rezultat o serie de probleme la a căror rezolvare se lucrează în momentul de față. Evident că primele încercări s-au extins asupra proprietăților de redare r imaginilor în culori ale monitoarelor video utilizate. Un deosebit interes îl prezintă în acest caz variația caracteristicii substanțelor fosforescente utilizate. Cu ajutorul unor măsurări de energie luminoasă s-a stabilit densitatea optică a stratului fosforescent albastru, roșu și verde, în funcție de amplitudinea semnalului de comandă. În cazul ideal, aceste trei linii caracteristice au o alură identică pentru același tub cinescop. Seriile de măsurări au arătat totuși că parțial există abateri apreciabile în partea inferioară a liniei caracteristice. Erorile de culoare cauzate de această situație, mai ales în domeniul amplitudinilor de semnal mici, vor deranja simțitor aprecierea unei imagini în cazul exploatării practice.

Felul și amploarca acestor erori au fost stabilite pe baza unor imagini de control și a diapozitivelor colorate, printr-o serie de cercetări.

Pentru aprecierea calității unei imagini în culori codificate, o premisă neapărat necesară constă în reglarea exactă a decodificatorului ca amplitudine și fază. După cercetările de pînă acum, chiar și reglajele foarte puțin eronate au condus la falsificări ale tonului culorilor, care devin vizibile în mod supărător, mai ales la compararea directă cu o imagine pe trei canale.

Echipamentul laboratorului de televiziune în culori va fi extins mai tîrziu astfel, încît să formeze un studio experimental de televiziune în culori, complet. Instalația va fi atunci utilizată și pentru formarea și școlarizarea tehnicienilor de exploatare. De asemenea ea va sta la dispoziția celor care lucrează în domeniul programelor, pentru realizarea și verificarea bazelor tehnice ale programelor.

SPENCER, J, G. și PHILLIPS, G. J. **Radiodifuziunea stereofonică și recepția**, Radio Electron. Eng., 27 (1964), nr. 6, iunie, pag. 399—416, 19 fig. 4 tabl. 15 ref. bibl.

În sistemul de radiodifuziune stereofonică cu ton-pilot semnalul multiplex care controlează modulația de frecvență a emițătorului, cuprinde trei componente: semnalul în banda audio, semnalul subpurtătoarei constînd din rezultatul modulației de amplitudine cu purtătoare suprimată a unui semnal de 38 kHz și a semnalului audio, precum și un tonpilot constant, de 19 kHz utilizat pentru sincronizare. Avantajul utilizării unui ton-pilot cu frecvența de 19 kHz constă în aceea, că receptorul poate filtra cu ușurință această frecvență. Receptorul pentru sistemul cu ton-pilot cuprinde două secțiuni: partea de selecție, amplificare și demodulare a semnalelor recepționate modulate în frecvență pentru a se obține semnalul multiplex și decodificatorul care reconstituie semnalul stereofonic (format din două semnale de frecvență vocală) din semnalul multiplex. Se discută în detaliu proiectarea după acest sistem a receptorului cu referire mai ales la cerințele de reducere la minimum a susceptibilității la interferență, și se descrie un decodificator care satisface aceste cerințe.

WILLIAMS, J. S. **Sisteme în care se utilizează comprimarea benzii pentru transmisiunea vorbirii**, Radio Electron. Eng., 27, (1964), nr. 6, iunie, pag. 459—472, 13 fig., 29 ref. bibl.

Se discută natura vorbirii și se examinează capacitatea necesară a unei căi destinate pentru transmiterea semnalelor vorbite prin metodele convenționale. Se trec în revistă metodele propuse de diverși cercetători pentru prelucrarea acestor semnale astfel încît ele să poată fi transmise pe căi de capacitate mai mică. Metodele de comprimare utilizate se clasifică în două categorii; în prima categorie se includ sistemele în care semnalele electrice transmise rămîn analoge cu sunetele vorbirii, chiar cînd sînt imperfecte sau distorsionate, în timp ce sistemele din categoria doua utilizează metode de analiză și sinteză. Ultimele sisteme utilizează semnale codificate de bandă îngustă, obținute din sunetele vorbirii cu ajutorul unui analizor și transmise pe canal spre receptor, unde semnalele codificate controlează un dispozitiv de vorbire artificial sau un „sinterizor de vorbire". Aceasta constituie baza sistemelor telefonice de analiză-sinteză a vorbirii, cum sînt vocoderele de recunoaștere a conținutului de fenomene al vorbirii sau vocoaderele parametrice. Se descrie în detaliu un vocoder parametric simplu care sintetizează formațiile vorbirii utilizînd un sistem de comparații binare succesive. Se prezintă măsurile efectuate asupra acestui aparat, inclusiv utilizarea lui împreună cu un sintetizor vocal pentru a se demonstra principiul telefonic de analiză-sinteză.

DOUGLAS A. **Sinteza electrică a muzicii**, Electronics & Power, 10, (1964), martie, pag. 83—86, 4 fig., 5 ref. bibl.

O dată cu apariția tubului cu trei electrozi s-a deschis un nou orizont muzicii. Transmisiunile radiofonice au netezit drumul unei răspîndiri universale a muzicii, urmată repede de redarea cu ajutorul gramofonului electric. Datorită procesului de evoluție, generarea muzicii pe cale electronică a început să intereseze o seamă de cercetători. La ora actuală se folosesc sisteme electronice pentru următoarele scopuri:

— reproducerea instrumentelor cu sunet continuu, de tipurile obișnuite cu claviatură, cum ar fi de pildă orga;

— reproducerea unor sunete orchestrale și de percuție, folosind o claviatură diatonică sau monofonică, destinate a a folosi împreună cu alte instrumente muzicale;

— producerea unor noi feluri de sunete muzicale avînd însușiri care nu puteau fi realizate cu ajutorul instrumentelor obișnuite, în special frecvențe și limite dinamice mărite, absența zgomotului, producere de armonice diferite și reverberație artificială;

— analizarea structurii tonale a instrumentelor de orchestră obișnuite, în scopul îmbunătățirii caracteristicilor acestora;

— folosirea unor sisteme de codificare sau de calculare pentru a compune muzica pe baza parametrilor ei fundamentali, adică frecvența, durata, impulsul, atenuare, structura armonică, dozarea zgomotului și a armonicelor;

— perfecționarea unor aparate pentru a reglementa producerea de armonii disonante, ritmuri etc., cu ajutorul mijloacelor electronice;

— proiectarea unor aparate pentru sintetizarea unor sunete atonale sau de marcare a ritmului, cum ar fi cinele, toba, trianglul, lemnul etc. și comandare acestora după modele de tempo reglabile;

— compunerea muzicii concrete, numită astfel deoarece se înregistrează mai întîi sunetele concrete sau reale, după care sînt prelucrate prin manipularea benzii astfel, încît să se obțină modele ritmice și citeodată chiar muzică.

Orga electronică este binecunoscută și a fost descrisă complet. Nu s-au obținut rezultate satisfăcătoare pînă acum cîțiva ani cînd s-au introdus tuburile electronice amplificatoare. Timp de cîteva zeci de ani multe sisteme existente au încercat să imite orga obișnuită cu tuburi. Unele sisteme mai încearcă încă să realizeze acest lucru, dar apariția muzicii „ușoare" la radio și la televiziune a făcut ca cei lipsiți de maturitate muzicală să încline în favoarea acestui gen de muzică, luînd naștere o nouă concepție a muzicii pentru orgă. Astăzi cele cîteva orgi electronice foarte mari, cu o adevărată fidelitate, de biserică sau catedrală, folosesc numai tuburi electronice. Tipurile mai mici pot fi echipate cu tuburi sau tranzistoare. Sistemele cu generator rotativ au făcut foarte puține progrese și sînt în minoritate.

Una dintre cele mai mari deficiențe ale acestor instrumente este acordarea, din cauza inerției naturale care se întîmpină la punerea în vibrare a unui tub. Acest fapt nu are loc la orgile costisitoare, deoarece circuitele acestora sînt realizate în mod adecvat. O altă deficiență constă în lipsa de reverberație. Însușirile naturale de stingere a sunetului ale marilor clădiri de forme neregulate, care au atît suprafețe reflectante, cît și absorbante, nu pot fi reproduse. Substitutele electronice au obținut un oarecare succes dar niciodată ele nu pot fi cu adevărat adecvate. Fără această întărire necesară, sunetul orgii este lipsit de viață.

Principala îngrădire a tuturor aparatelor cu clape constă în faptul că ele sînt legate de intervalele unei scări egal temperate. Nu se pot emite un interval mai mic decît un semiton, iar glisandele nu se pot realiza. Un instrument care rezolvă aceste îngrădiri este trautonul inventat de profesorul Traut-

wein în 1928 și mult îmbunătățit de Oscar Sala. Două claviaturi sînt montate una deasupra celeilalte. Ambele sînt identice și se compun dintr-un tub oval izolat, pe care s-a săpat un șanț subțire ușor oblic. În acest șanț se așază o sîrmă subțire de rezistență, bobinată. Ansamblul este înconjurat de un cilindru format dintr-o plasă subțire metalică, în interiorul căreia se leagă o bandă de contact. Plasa metalică împiedică contactul dintre bandă și sîrmă pînă în momentul în care acesta devine necesar. Apăsînd banda cu un deget se face contactul cu bobina de sîrmă în orice punct și acest contact variază polarizarea unui oscilator echipat cu tuburi tiratroane care generează oscilații în formă de dinți de fierăstrău, modificînd în felul acesta frecvența. Cu toate că sistemul nu este perfect continuu (fără trepte), o octavă conține aproximativ 1 000 de trepte, față de cele 12 pe care le conține gama temperată.

Zgomotul este produs în mod inevitabil de instrumentele muzicale obișnuite, majoritatea acestora bazîndu-se pe rezonanță. Pentru a pune un sistem în rezonanță este necesară mai multă energie decît pentru a menține rezonanța, iar acest surplus de energie apare în formă de zgomot. Zgomotul este foarte pronunțat la anumite instrumente, cum ar fi harpa, piculina, contrabasul, ghitara și orga cu tuburi. Sunetele produse pe cale electronică nu conțin zgomot, dar acesta poate fi adăugat cu ajutorul unui generator. Dacă acum se face o sinteză precisă a sunetului emis de un oboi, de pildă, se poate imediat vedea că sunetul electric fără zgomot este mai agreabil la auz decît sunetul cu zgomot, emis de instrument.

Se pot realiza compoziții prin perforare dacă instrumentele cum ar fi trautonul, sînt aproape lipsite de trepte de trecere, nu mai există nici un motiv să se folosească portativele obișnuite, pe care să se scrie muzica. Se poate lucra mai degrabă în frecvență decît în trepte fixe. Mai mult decît atît, mai multe trautonii pot fi făcute să cînte împreună, sunetele finale fiind produse de un operator care amestecă formele de undă care nu trebuie să fie decît în formă de dinți de ferăstrău, deoarece acestea conțin toate armonicele necesare pentru a imita sunetele muzicale. În consecință este posibilă realizarea unui nou fel de portativ.

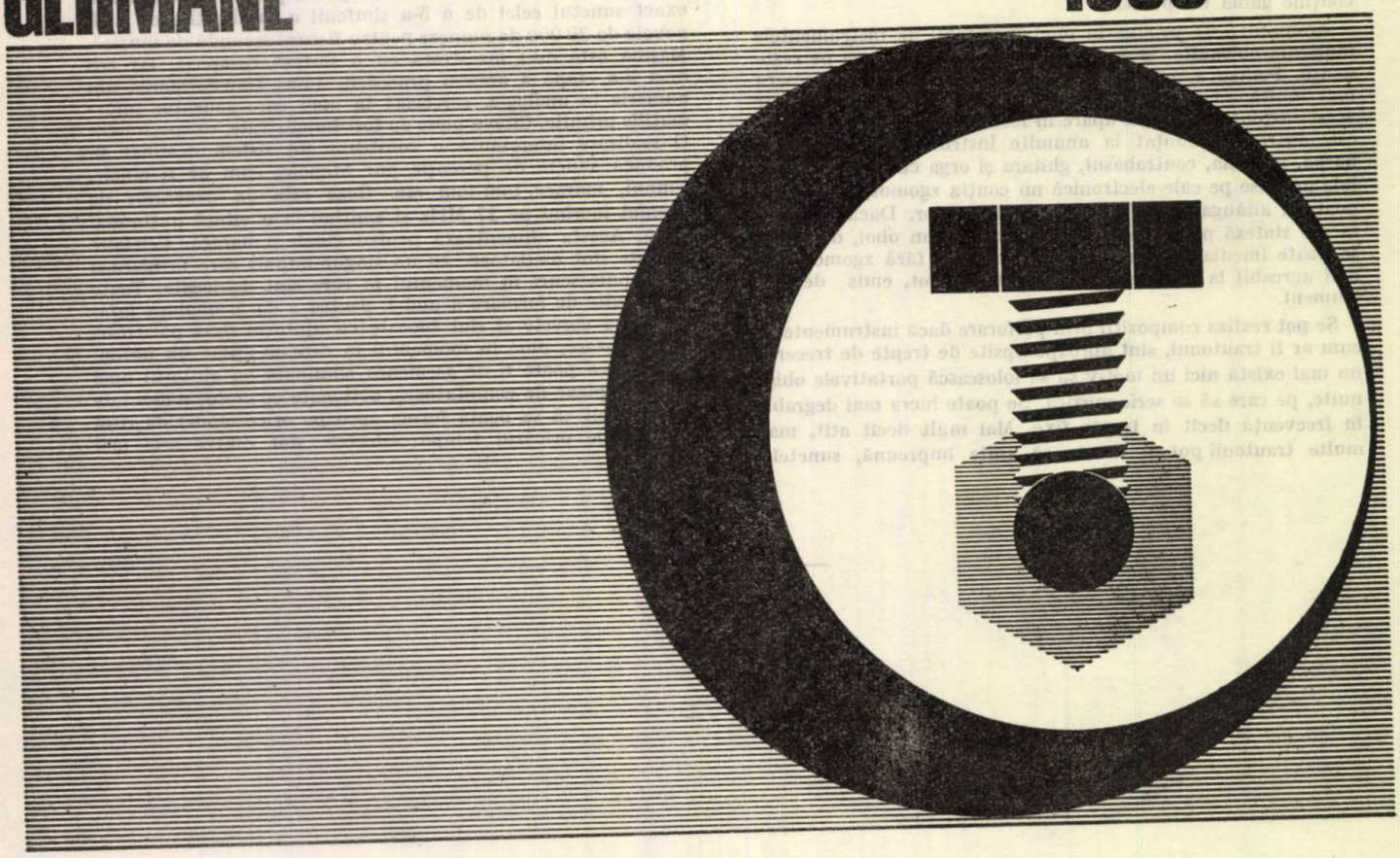
La laboratoarele Bell Telephone se desfășoară lucrări pentru realizarea unei alte forme de calculare a muzicii. Compozitorul introduce într-un calculator numeric aceleași date fundamentale, în conformitate cu cererile partiturii sale. O ieșire numerică simulează forma de undă reală, obținută pe baza acestor informații. Viteza de eșantionare (prelevare a probei) este destul de mare pentru a asigura un sunet de bună calitate, cu toate că ar fi imposibil ca acest calculator să se alimenteze cu oricare număr pe care se poate construi un spectru de sunet. De pildă, pentru a materializa exact sunetul celei de a 5-a simfonii a lui Beethoven ar fi nevoie de 30 000 de numere pentru fiecare secundă de muzică. Mașina este deci înzestrată cu o sinteză compusă, iar cea de-a 2-a etapă a acestui procedeu, adică transformarea din numeric în analogic, corelează în mod corespunzător informațiile primite. Cîteva piese au fost înregistrate, ca specimene. O realizare interesantă o constituie un sistem destinat să producă sunete de percuție pur atonale, cum ar fi cinele, lemnul, maraca, tam-tam etc. Baza este un generator de zgomot lucrînd pe 27 MHz și emițînd la o viteză puțin mai mică. Acesta alimentează pentru cinele și maraca. Celelalte circuite sînt oscilatoare cu un singur impuls care furnizează un impuls scurt în momentul în care sînt deblocate. Toate au circuite de formare a undei, pentru a da armonicele înfășurătoare corecte și sînt blocate cu ajutorul unei polarizări de paralizare, pînă în momentul în care se apasă un buton. Polarizarea poate fi de asemenea eliminată cu ajutorul unei serii complexe de comutatoare, acționate cu motor și montate astfel, încît să se poată forma aproape orice model de ritm al aproape oricărui tempo. Efectele sînt dintre cele mai reale.

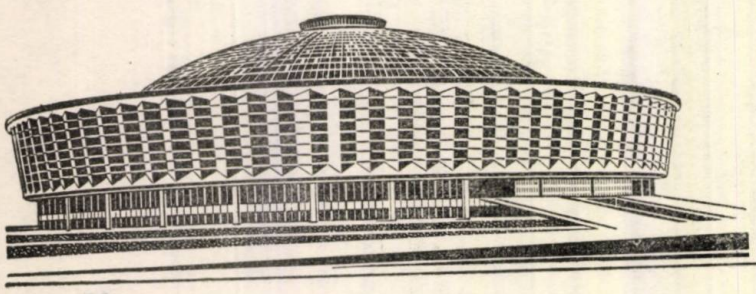


MUSZAKI KÖNYVTÁR 1383

# EXPOZITIA TEHNICA A REPUBLICII FEDERALE GERMANE

# BUCUREȘTI 18-30 MAI 1965





**BDUL. MARASTI 67**
**(PIATA SCINTEII)**

Vizitarea zilnic între orele
10-14 pentru specialiști și
14-19 pentru public

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

OROSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTI TÁR 1983

## CONTENTS


621.396.97 : 534.76

IVANCIOVICI, M. **Analysis of the stereo broadcast systems and proposals for the introduction of the stereo broadcasting in Roumania.**

A comparison is made between different stereo broadcast systems using one r.f. channel and a frequency modulated main carrier. It is concluded that the highest-quality system is the suppressed a-m subcarrier one. That system is proposed for application also in Roumania, and a standard draft for f-m stereo broadcasting is presented.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 3, page 65–70

621.382.333 : 621.3.011.3

DRĂGĂNESCU, M., SAMACHIȘĂ, GH. **Planar solid state inductances.**

The inductive comportment of the thin-film transistor in reactance-transistor connexion is studied as of a solid-state inductance.

The properties of this inductance are determined and improvement modalities are suggested.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 3, page 70–76

621.394.9

MIHAIL, C. **Data transmissions and the use of telegraph and telephone circuits.**

The fundamentals of the data transmission technique are stated and the abilities of the telephone and telegraph networks for such transmissions are analysed.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 3, page 77–80

621.318.13

TANACH, V. and others. **Achievements in the field of perminvar-type ferrites and their applications.**

The paper states the theoretical fundamentation and the researches undertaken for the elaboration of perminvar-type ferrites with superior h-f performances.

Some particular aspects meet during the research are emphasized and applications of these already manufactured materials are presented.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 3, page 80–84

621.397.62

MIHĂILESCU, E. **The television receiver E 47–110.**

The principle diagram and the functionment details of the new receiver manufactured by the Electronica-Works are presented.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 3, page 84–86

621396.677

BOERESCU, C., ISPAS, ST. **Note on the radiation pattern computation for standard panel aerials.**

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), no. 3, page 87–88


## SOMMAIRE


621.396.97: 534.76

IVANCIOVICI, M. **Analyse des systèmes de radiodiffusion stéreophonique et propositions concernant l'introduction de la radiodiffusion stéréophonique en Roumanie.**

En comparant les divers systèmes de radiodiffusion stéréophonique qui utilisent un seul canal HF dont la porteuse principale est modulée en fréquence, on aboutit à la conclusion que les meilleures performances qualitatives sont atteintes par le système à sous-porteuse modulée en amplitude et supprimée. On propose l'adoption de ce système en Roumanie et, à cette fin, on présente un projet de standard pour la radiodiffusion stéréophonique à modulation de fréquence.

TELECOMUNICATII. Bucarest, 9(1965), no. 3. page 65–70

621.382.333: 621.3.011.3

DRĂGĂNESCU, M., SAMACHIȘĂ, GH. **Inductances réalisées de semiconducteurs planaires.**

On étudie le comportement inductif du transistor à couches minces dans un montage de transistor à reactance, employé comme inductance réalisée par les moyens de la physique de l'état solide. Les propriétés de cette inductance sont déterminées, en envisageant aussi les possibilités d'amélioration.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9(1965), no. 3, page 70–76

621.394.9

MIHAIL, C. **Les transmissions des données et l'utilisation des circuits télégraphiques et téléphoniques.**

On expose l'essentiel de la technique des transmissions des données et les possibilités offertes par les réseaux télégraphiques et téléphoniques pour ces transmissions.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9(1965), no. 3, page 77–80

621.381.13

TANACH, V. et autres. **Réalisations dans le domaine des ferrites à caractéristique du type perminvar et leurs applications.**

On expose la base théorique et les recherches entreprises afin d'élaborer des ferrites à caractéristique du type perminvar ayant des performances supérieures aux hautes fréquences.

On met en évidence quelques aspects particuliers rencontrés pendant les recherches et on énumère les applications de ces matériaux déja introduits dans la fabrication.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9(1965), no. 3, page 80–84

621.397.62

MIHĂILESCU, E. **Le téléviseur E 47–110.**

On présente le schéma de principe et les détails de fonctionnement du nouveau appareil produit par les Usines Electronica.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9(1965), no. 3, page 84–86

621.396.677

BOERESCU, C., ISPAS, ST. **Note concernant le calcul des diagrammes de rayonnement des antennes constituées de panneaux standard.**

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9(1965), no. 3, page 87–88

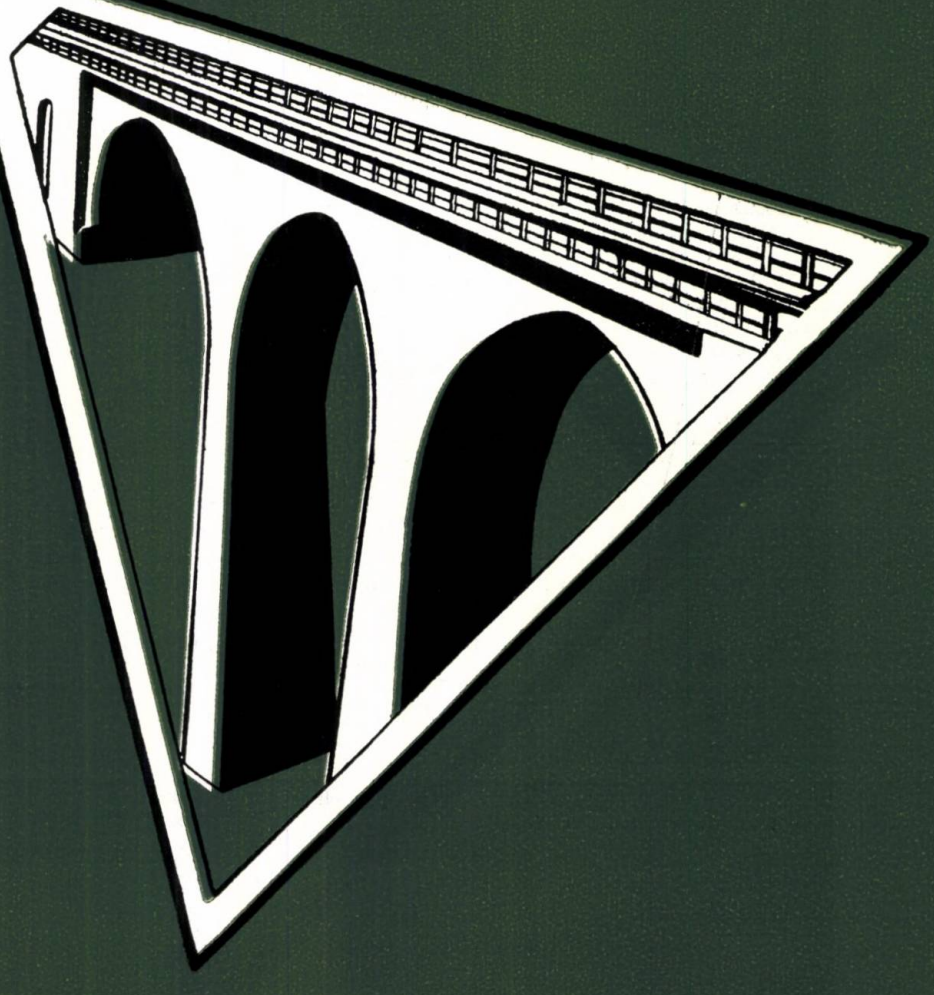
# M.T.Tc.- Direcţia Generală a Constrcţiilor

*execută prin:*

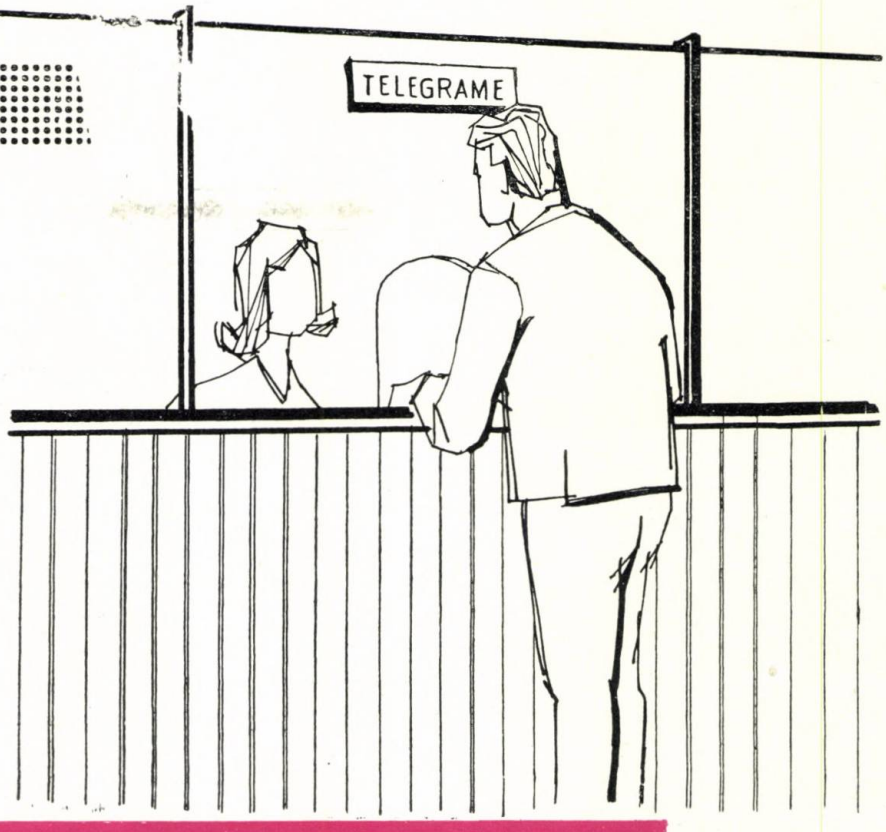
— Întreprinderile de Construcţii în Transporturi (I.C.T.) din Bucureşti, Craiova, Braşov, Timişoara, Cluj, Iaşi
— Întreprinderea Poduri şi Lucrări Speciale în Transporturi (I.P.L.S.T.) din Bucureşti
— Întreprinderea de Construcţii Hidrotehnice (I.C.H.) Constanţa

**lucrări de construcţii specifice transporturilor feroviare ca :**

- *linii ferate*
- *poduri*
- *viaducte*
- *tunele*
- *clădiri şi instalaţii*



FOLOSIȚI SERVICIUL DE "RĂSPUNS PLĂTIT"




**DACĂ DORIȚI**

**UN RĂSPUNS**

**PLĂTIT**

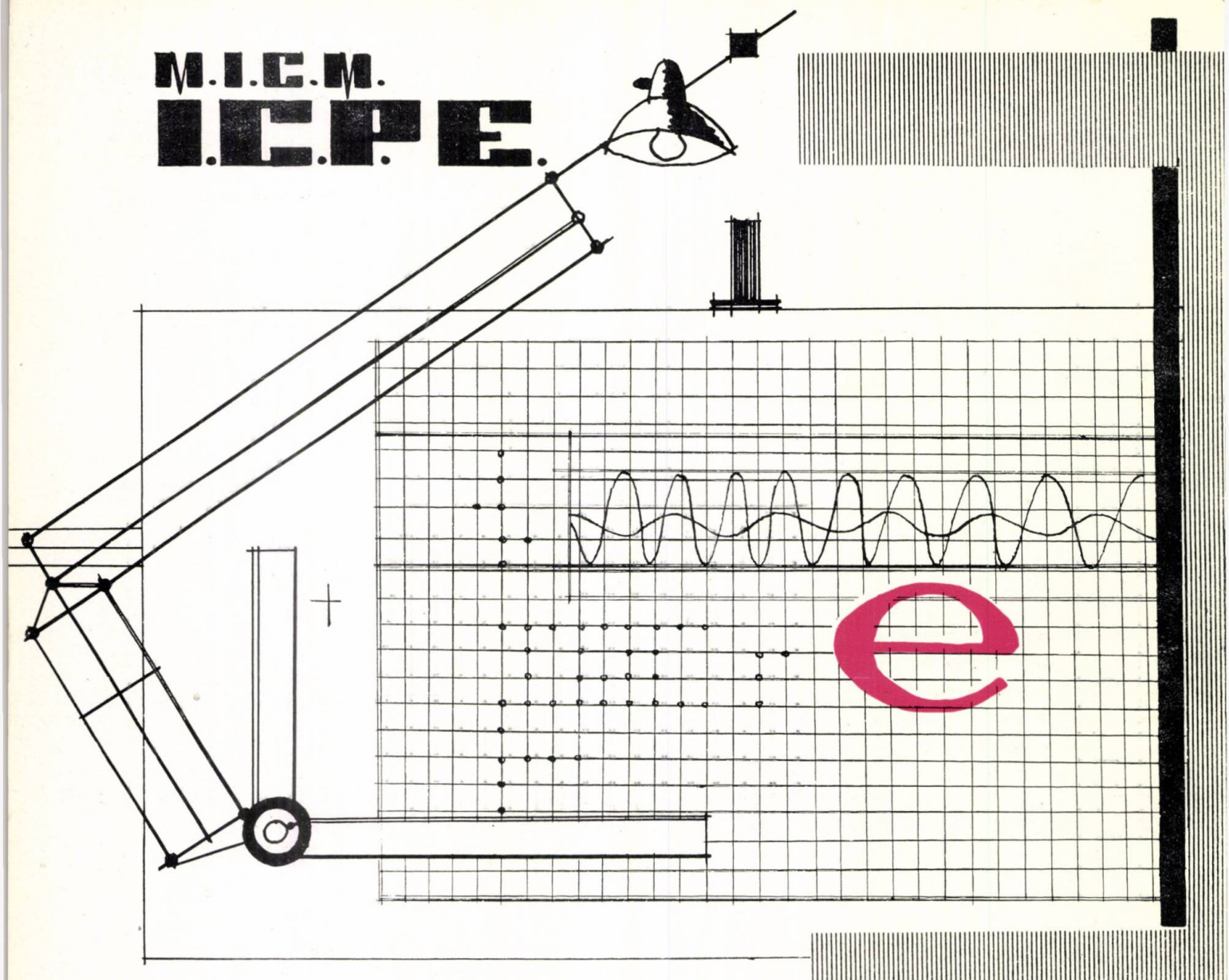
**LA TELEGRAMA DV.**

FOLOSIȚI SERVICIUL

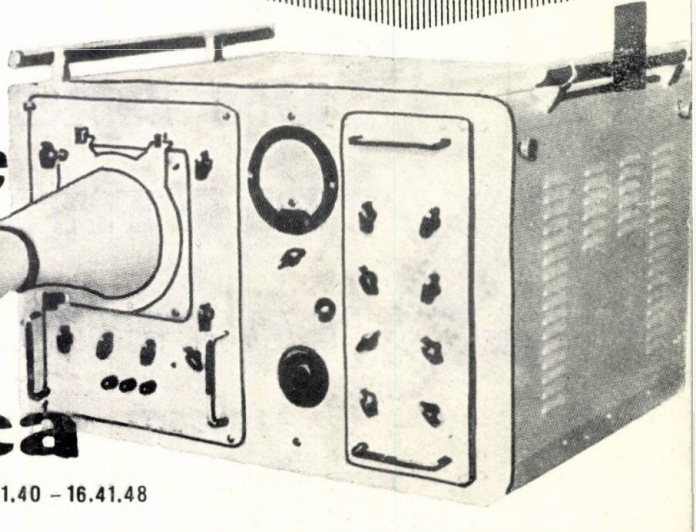
**„RĂSPUNS PLĂTIT"**

M.I.C.M.

# I.C.P.E.



# institutul de cercetare si proiectare pentru industria electrotehnica



BUCUREŞTI BD. T. VLADIMIRESCU 45, TELEFON 16.41.40 – 16.41.48

primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi execuţii de prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electronice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1983

## COMUNICATII RAPIDE "TELEX"

**Prin instalarea de aparate telegrafice „Telex" Întreprinderile și instituțiile pot preschimba direct mesaje scrise în țară și străinătate la orice oră. Serviciul „Telex" vă oferă comunicații scrise și rapide.**

MESAGII SCRISE "TELEX" RAPID

ID „TELEX" TELEX

TELEX - TELE

# telex

1965 JUN 25

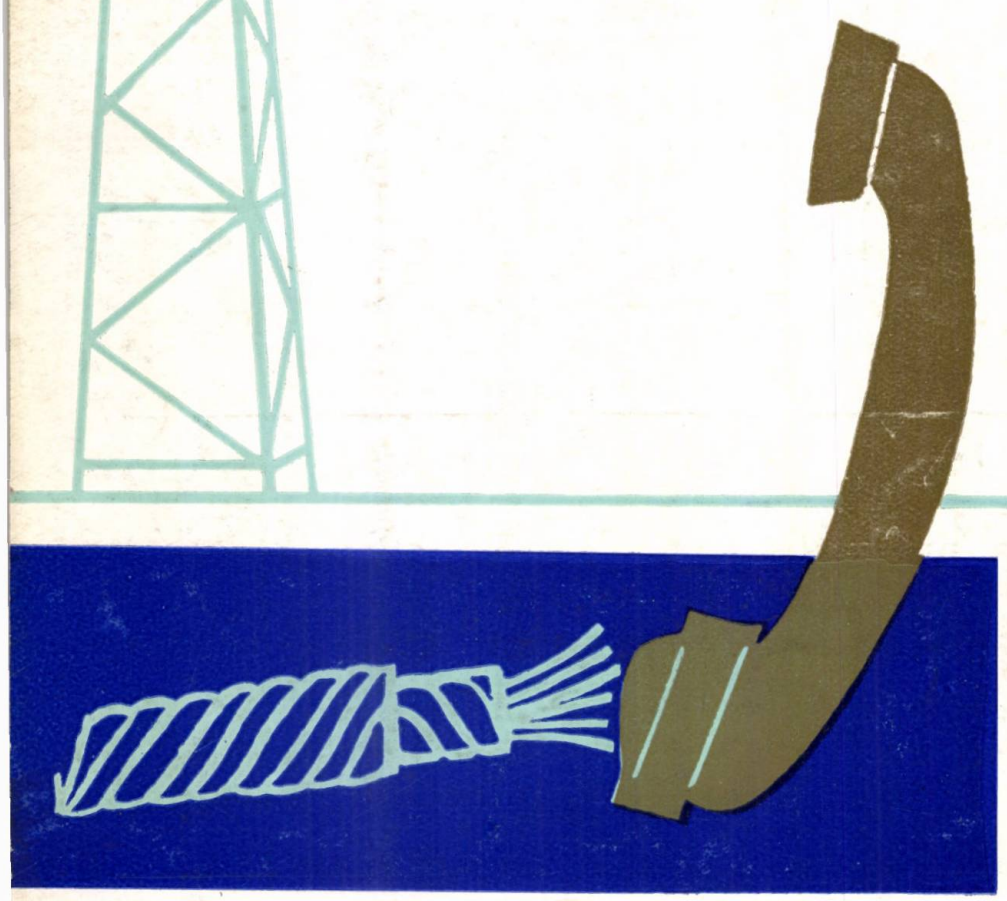
# TELECONSTRUCȚIA

**ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ ÎN TOATĂ ȚARA**

**MONTAJE DE:**

- Trasee aeriene (telefon, telegraf, radioficare)
- Cabluri urbane și interurbane
- Racorduri telefonice
- Centrale telefonice manuale și automate
- Centrale telegrafice
- Sisteme de curenți purtători
- Stații de radio, radioficare
- Sisteme de curenți purtători
- Radiorelee
- Instalații pentru protecția navigației aeriene
- Protecția liniilor Tc datorită influenței liniilor de energie electrică și a liniilor CF electrificate

*Teleconstrucția*



I. P. I. – c. 274

44201

Lei 5

E 1741



# telecomunicații

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

TELECOMUNICAȚII • TELEFONIE

1965

4

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 4 ★ p. 97 — 144 ★ București ★ Aprilie 1965

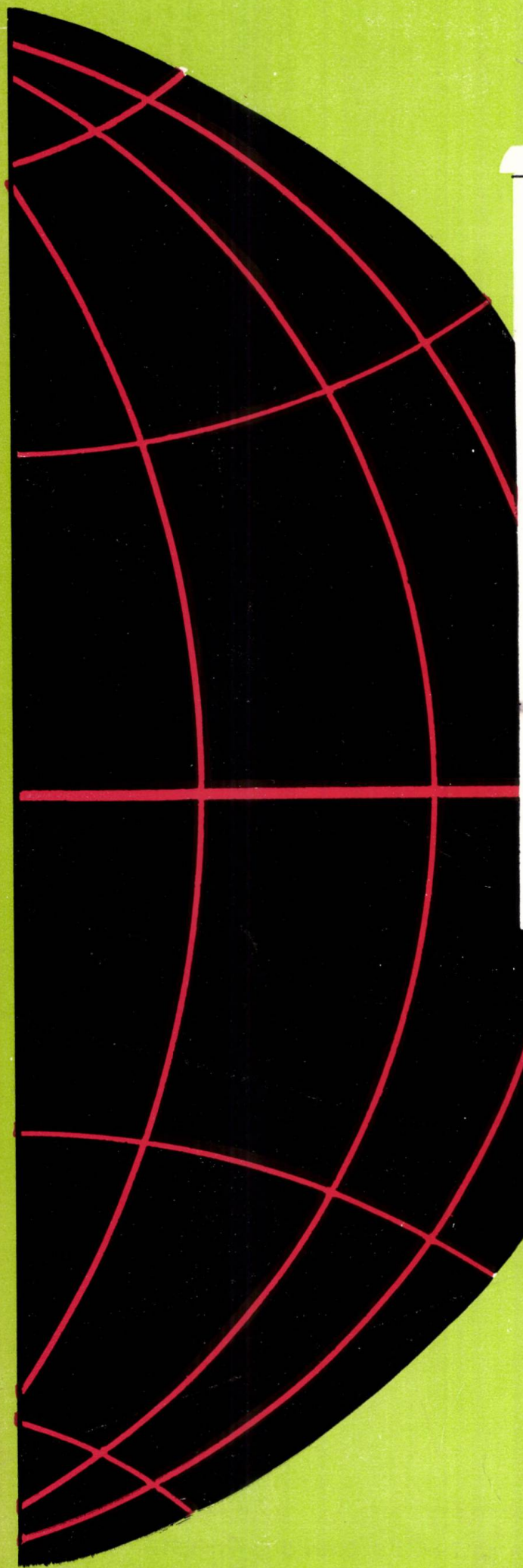
**CENTRUL DE DOCUMENTARE ŞTIINŢIFICĂ AL ACADEMIEI R.P.R. editează:**

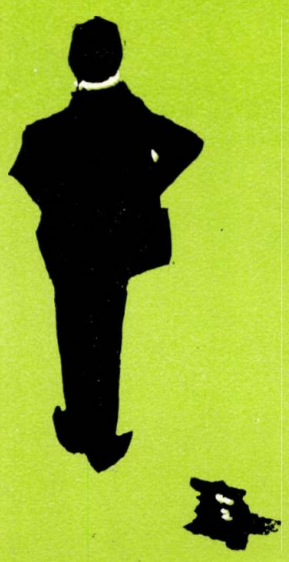
- ***Revista de Referate şi Recenzii,***
  **care informează pe larg asupra conţinutului celor mai importante lucrări ştiinţifice recente din lumea întreagă**

- ***Buletinul de Informare Ştiinţifică,***
  **semnalează titluri de cărţi şi articole apărute în literatura de specialitate din lumea întreagă**

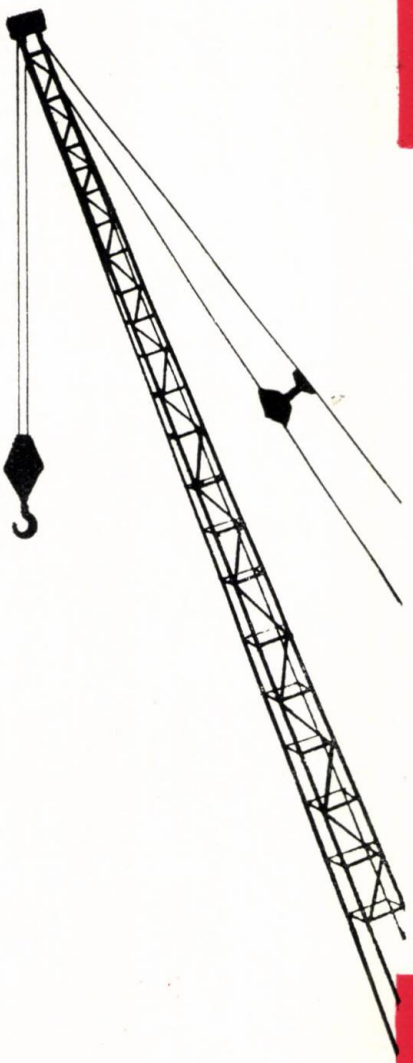
- ***Rezumate (Fişe adnotate),***
  **care prezintă sub formă de rezumate articole şi studii selecţionate din reviste şi culegeri apărute în literatura ştiinţifică mondială.**

*Abonamentele se primesc de oficiile şi agenţiile P.T.T.R., factorii poştali şi difuzorii de presă.*



# I P L S T



**ÎNTREPRINDEREA DE PODURI ȘI LUCRĂRI SPECIALE ÎN TRANSPORTURI (I.P.L.S.T.)**

cu sediul în București, str. Batiștei 4, execută în întreaga țară lucrări de construcții și instalații pentru transporturi și telecomunicații:

- căi ferate
- drumuri
- poduri
- construcții civile și industriale
- construcții hidrotehnice
- diverse instalații

M. T. Tc. — DIRECȚIA GENERALĂ A CONSTRUCȚIILOR

MICM

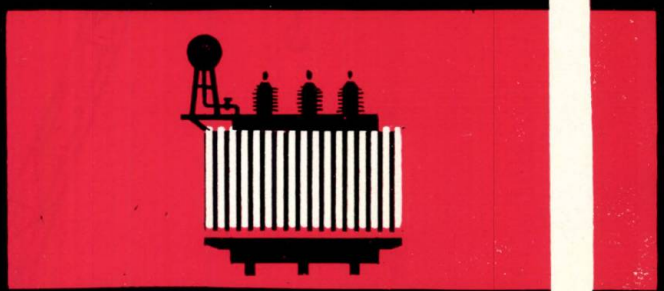
# ICPE

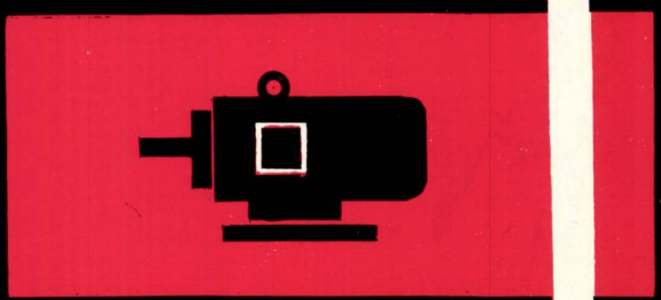
**INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ**

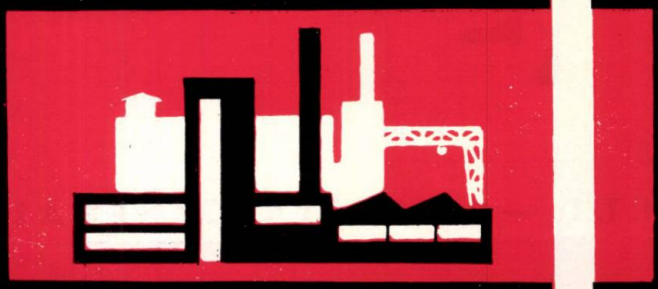
**București, Bd. T. Vladimirescu 45**
**tel. 16.41.40 — 16.41.48**

**primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.**

**Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.**







E-1744

# telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

*Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B – Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 4 Aprilie 1965


## *CUPRINS*


*Barbu, Eneea* : **Contribuții la stabilirea circuitelor logice echivalente mecanismelor din teleimprimator.**

Lucrarea tratează problema trecerii de la mecanismele teleimprimatorului la circuite logice echivalente necesare înlocuirii unor părți și subansamble cu elemente statice. Prin aceasta se dă posibilitatea de realizare a teleimprimatoarelor electronice.

După stabilirea circuitelor logice se face analiza funcționării pe baza relațiilor logice.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 4, pag. 97–105

---

*Mateescu, Adelaida* : **Senzitivitatea parametrilor de lucru ai circuitelor trece-tot la variația elementelor de circuit.**

Se studiază influența unor deviații mici ale valorii elementelor de circuit asupra parametrilor de lucru al circuitelor trece-tot.

Pe baza rezultatelor obținute se poate calcula variația parametrilor de lucru ai schemelor trece-tot, atunci cînd valoarea deviației elementelor în timpul funcționării (de exemplu datorită îmbătrînirii pieselor) este cunoscută. În situația inversă, adică atunci cînd abaterea admisibilă a parametrilor este dată, se poate face, pe baza formulelor stabilite calculul toleranțelor, cunoscînd abaterile admisibile pentru parametrii de lucru.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 4, pag. 106–113

---

*Wardalla, M.* : **Modernizarea sistemelor ME 8 și MG 15.**

Se descriu modificările tehnice aduse unor sisteme de curenți purtători din rețeaua M.T.Tc, pentru a le îmbunătăți performanțele și a le lungi durata de viață.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 4, pag. 114–119

---

*Mangiurea, Fr.* : **Aparatul telefonic automat fabricat de uzina „Electromagnetica" București.**

Se prezintă aparatul telefonic produs de uzina „Electromagnetica" dîndu-se principalele caracteristici și metodele de verificare a aparatului în procesul de producție.

Articolul prezintă un nou produs al industriei electrotehnice românești realizat pe baza studiilor tehnice folosite în uzină.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 4, pag. 120–126

---

*Gavrilă, Gh.* : **Televizorul VS 59-642 „Cosmos 3".**

Se prezintă și se comentează schema de principiu precum și unele detalii de funcționare ale noului aparat produs de uzinele Electronica.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 4, pag. 127–130

**COMITETUL DE REDACȚIE**

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, Vicepreședinte al Comitetului de Radiodifuziune și Televiziune, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MĂRINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și Administrația : București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decmbrie", Telefon : 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament ; Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. — Prețul unui exemplar : lei 5.

Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informația" — București
c. 823

Ing. ENEEA BARBU

# Contribuții la stabilirea circuitelor logice echivalente mecanismelor din teleimprimator

## 1. GENERALITĂȚI

Teleimprimatoarele sînt aparate automate cu comandă după program, utilizate pe scară largă în comunicațiile telegrafice. Ele fac parte din clasa sistemelor de comandă discretă, în care informațiile sînt transformate în semnale electrice cu valori discrete (tipizate), corespunzătoare codului folosit.

Complexul de elemente și dispozitive din structura teleimprimatorului prelucrează, respectiv realizează, logica condițiilor impuse prin intermediul dispozitivului de programare. Transmiterea la distanță și recepționarea informațiilor necesită o anumită ordine a operațiilor, care nu pot fi realizate decît prin trecerea de la sistemul combinațional la cel secvențial și invers. Intervalul de timp în care are loc formarea unei secvențe constituie ciclul intern alcătuit din timpi elementari $t_e$. Numărul de intervale elementare (unitare) care formează ciclul intern este dictat de cantitatea de informație care trebuie transmisă și de tipul teleimprimatorului. În afară de dispozitivul de programare, la teleimprimatoare mai există o serie de elemente intermediare și de execuție, al căror mod de acționare permite să se facă o clasificare a acestor aparate în:

— teleimprimatoare mecanice;
— teleimprimatoare electrice;
— teleimprimatoare electronice.

Elementele și dispozitivele teleimprimatoarelor, indiferent de tipul lor, realizează anumite funcții logice, respectiv prelucrează logic informațiile. În acest scop ele sînt construite sub forma unor mecanisme sau circuite care pot fi încadrate în scheme logice și analizate cu ajutorul funcțiilor logice.

Stabilirea schemelor logice echivalente mecanismelor din teleimprimator prezintă o importanță deosebită în vederea înlocuirii unor părți și subansamble cu elemente statice, precum și pentru posibilitatea de realizare a teleimprimatoarelor electronice. Articolul de față se ocupă cu această problemă, dînd și soluții de realizabilitate fizică.

## 2. ASIMILAREA MECANISMELOR TELEIMPRIMATORULUI CU CIRCUITE LOGICE

Teleimprimatoarele sînt numite și aparate *aritmice* sau *start-stop*, deoarece pornirea și oprirea mecanismelor de emisie și recepție are loc pentru fiecare semn grafic (caracter alfabetic, cifră sau semn de punctuație). Ca urmare nu se impune o sincronizare perfectă între emisiune și recepție, corecția făcîndu-se periodic prin aducerea în fază a mecanismelor la fiecare rotație a dispozitivelor de emisiune și recepție.

Părțile principale ale teleimprimatorului sînt:

— dispozitivele de emisiune;
— dispozitivele de recepție și imprimare;
— dispozitivele de antrenare;
— dispozitivele auxiliare.

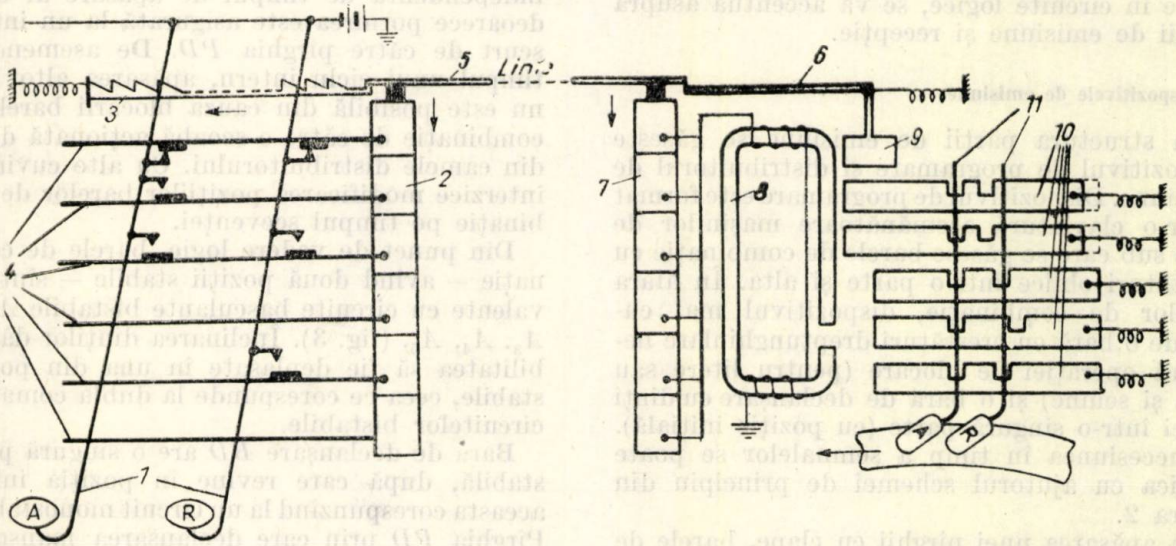



Fig. 1. *Schema simplificată de funcționare a unui teleimprimator*

Principiul emisiunii și recepției se explică cu ajutorul schemei simplificate din figura 1.

Partea de emisiune cuprinde dispozitivul de programare format din pîrghiile cu clape *1* și cinci bare de combinație notate cu *4*. Cu ajutorul lor se realizează combinația corespunză-

toare fiecărui semn transmis. În schemă sînt figurate combinațiile literelor *A* și *R*. În afară de barele de combinație, dispozitivul de programare mai conține o bară de declanșare *3* și o bară de blocare nefigurată în schemă.

Trecerea de la sistemul combinațional la sistemul secvențial, adică transmiterea impulsiilor combinației de cod în timp se realizează cu ajutorul distribuitorului *2* și al periei *5*. Se menționează că în realitate, la anumite tipuri de teleimprimatoare, distribuitorul este format dintr-un manșon cu came de distribuție, prin intermediul cărora se pot închide sau deschide succesiv în timp șase contacte — cinci pentru combinația de cod și un contact pentru semnalele de pornire și oprire (start-stop).

La apăsarea uneia din pîrghiile cu clape, bara de declanșare cu dinți oblici *3* se deplasează către stînga, permițînd periei *5* să exploreze contactele distribuitorului *2*.

Partea de recepție face trecerea de la sistemul secvențial la sistemul combinațional. Dispozitivele principale care conlucrează la aceasta sînt : distribuitorul de recepție *7*, electromagnetul *8*, dispozitivul de start-stop al recepției *9*, descifratorul combinației de cod format din barele *10* și pîrghiile de antrenare a brațelor cu tipe *11*.

Combinația de cod este recepționată de electromagnetul *8*, care — prin intermediul unor mecanisme de culegere — aranjează barele descifratorului într-un sistem combinațional, corespunzător caracterului transmis.

Deoarece nu toate dispozitivele și mecanismele teleimprimatorului se pretează a fi încadrate în circuite logice, se va accentua asupra părții de emisiune și recepție.

#### a) Dispozitivele de emisiune

În structura părții de emisiune se găsește dispozitivul de programare și distribuitorul de emisiune. Dispozitivul de programare este format dintr-o claviatură asemănătoare mașinilor de scris sub care se găsesc barele de combinație cu crestături oblice într-o parte și alta. În afara barelor de combinație, dispozitivul mai cuprinde o bară cu crestături dreptunghiulare necesară operației de blocare (pentru litere sau cifre și semne) și o bară de declanșare cu dinți oblici într-o singură parte (cu poziție inițială).

Succesiunea în timp a semnalelor se poate explica cu ajutorul schemei de principiu din figura 2.

La apăsarea unei pîrghii cu clape, barele de combinație $BC_1 \div BC_5$ se deplasează la stînga sau la dreapta și permit pîrghiilor de contact $L_1 \div L_5$ să se așeze sau nu în dreptul golurilor necesare închiderii contactelor $K_1 \div K_5$.

Pîrghia cu clape acționează în același timp și asupra barei de declanșare *BD* care — prin intermediul pîrghiei *PD* permite pornirea camei *CD* și, o dată cu aceasta, a manșonului cu came al distribuitorului. Cama *C.P.O.* fixează semnalul de pornire (fără curent) și semnalul de oprire (de curent), respectiv marchează ciclul intern în care are loc secvența. Camele $CT_1 \div CT_5$ sînt camele de cadență care, la coincidența golurilor levierelor de contact și ale camelor,

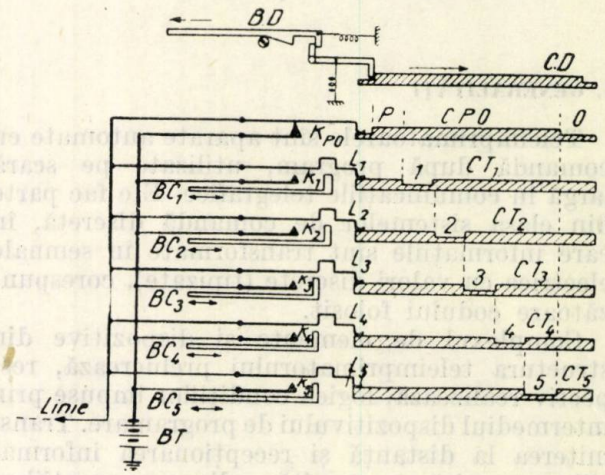



Fig. 2. *Schema părții de emisiune a teleimprimatorului mecanic*

permit închiderea contactelor $K_1 \div K_5$. Se menționează că în figura 2 camele sînt reprezentate desfășurat, săgeata arătînd sensul de rotație al manșonului cu came. Ciclul intern al unei secvențe se împarte în șapte cadențe (intervale de timp unitare), dintre care cinci pentru combinația de cod și două pentru pornire-oprire.

Rotirea completă a manșonului cu came este independentă de timpul de apăsare al clapei, deoarece pornirea este asigurată la un interval scurt de către pîrghia *PD*. De asemenea, în timpul unui ciclu intern, apăsarea altor clape nu este posibilă din cauza blocării barelor de combinație de către o scoabă acționată de una din camele distribuitorului. Cu alte cuvinte se interzice modificarea pozițiilor barelor de combinație pe timpul secvenței.

Din punct de vedere logic, barele de combinație — avînd două poziții stabile — sînt echivalente cu circuite basculante bistabile $A_1$, $A_2$, $A_3$, $A_4$, $A_5$. (fig. 3). Înclinarea dinților dă posibilitatea să fie deplasate în una din pozițiile stabile, ceea ce corespunde la dubla comandă a circuitelor bistabile.

Bara de declanșare *BD* are o singură poziție stabilă, după care revine în poziția inițială, aceasta corespunzînd la un circuit monostabil $A_d$. Pîrghia *PD* prin care declanșarea manșonului cu came devine independentă de timpul de apăsare al clapei, corespunde la un circuit de derivare *RC*.

Sistemul de înzăvorîre a barelor selectoare de către scoabă este echivalent cu circuitele logice de interdicție, $CI_1 \div CI_{10}$, plasate pe căile de comandă ale circuitelor basculante bistabile.

Manșonul cu came corespunde unui circuit basculant monostabil ($B_p - B_o$) cu o durată de

basculare egală cu șase tacturi sau șase semnale elementare $t_e$. Sînt necesare șase $t_e$, deoarece ultimul semnal (semnalul de oprire) marchează oprirea. Trecerea de la sistemul combinațional la cel secvențial se realizează cu ajutorul circuitelor basculante monostabile conectate în cascadă $B_p$, $B_1$, $B_2$, $B_3$, $B_4$, $B_5$, care rămîn acționate fiecare pe durata unui semnal elementar și care înlocuiesc camele distribuitorului din sistemul mecanic. Golul levierului împreună cu teșitura camei alcătuiesc în logica sistemului un circuit de coincidență *ȘI* care permite închiderea sau nu a contactului. Fiind cinci came și cinci pîrghii, înseamnă că există cinci circuite de coincidență *ȘI* notate cu $D_1$, $D_2$, $D_3$, $D_4$, $D_5$. Pentru pornire și oprire se folosește contactul $K_{po}$ acționat cu cama *CPO*. Închiderea sau deschiderea contactelor $K_1 \div K_5$ este în interdependență cu coincidența semnalelor de la intrările circuitelor logice *ȘI* (notate cu $D_1 \div D_5$). Ansamblul celor șase contacte în derivație alcătuiește un circuit logic colector *SAU* (notat cu M). Schema logică a părții de emisie este reprezentată în figura 3.

— mecanismul de culegere (căutătorul combinației de cod);

— barele selectoare și de descifrare.

Schema de principiu a recepției pentru teleimprimatorul mecanic RFT-T 51 este dată în figura 4, *a*, *b*, *c* și *d*. Starea mecanismelor din figura 4, *a* ilustrează faza care urmează după primirea semnalului de pornire (fără curent). Electromagnetul *ER* are cinci armături notate cu *8*, însă în figură este reprezentată o singură armătură. Camele de culegere, în număr de cinci (notate cu *1*, *2*, *3*, *4*, *5*), sînt figurate desfășurat și în poziție inițială.

Semnalul de pornire (fără curent) are ca efect eliberarea armăturilor electromagnetului și totodată pornirea manșonului cu came. Pe durata ciclului intern, cele cinci pîrghii selectoare notate cu *9* vor fi ridicate succesiv de camele *1*, *2*, *3*, *4*, *5* prin intermediul pintenului *11* care urmărește profilul camei, apropiindu-le de miezul electromagnetului. Forța de atracție a electromagnetului este suficientă numai să mențină armăturile atrase, dacă au fost apropiate de electromagnet.

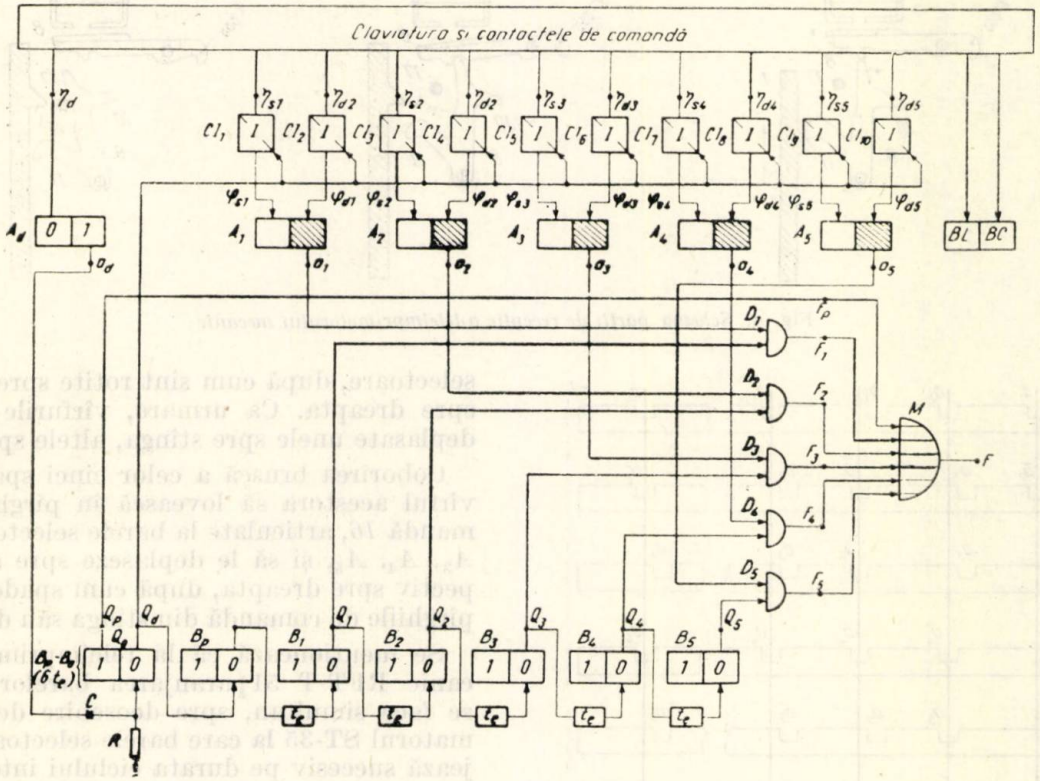



Fig. 3. *Schema logică echivalentă a părții de emisiune*

**b) Dispozitivele de recepție**

Partea de recepție a teleimprimatorului face trecerea de la sistemul secvențial la cel combinațional necesar imprimării informației. Partea de recepție este alcătuită din următoarele părți principale:

— electromagnetul de recepție;

Dacă momentul ridicării nu corespunde cu prezența curentului în înfășurarea electromagnetului, atunci pîrghia selectoare va fi menținută spre stînga (fig. 4, *c*).

Dacă ridicarea armăturii coincide cu prezența curentului în înfășurare, atunci pîrghia selectoare se întoarce în poziția inițială, adică

spre dreapta. Cu alte cuvinte, curentul din înfășurarea releului interzice blocarea acesteia în cea de a doua poziție stabilă.

ridicarea pîrghiilor, în formă de spadă, *12* de către pîrghiile de ridicare *13*. Brațele spadelor se pot sau nu lovi de pintenul *10* al pîrghiilor

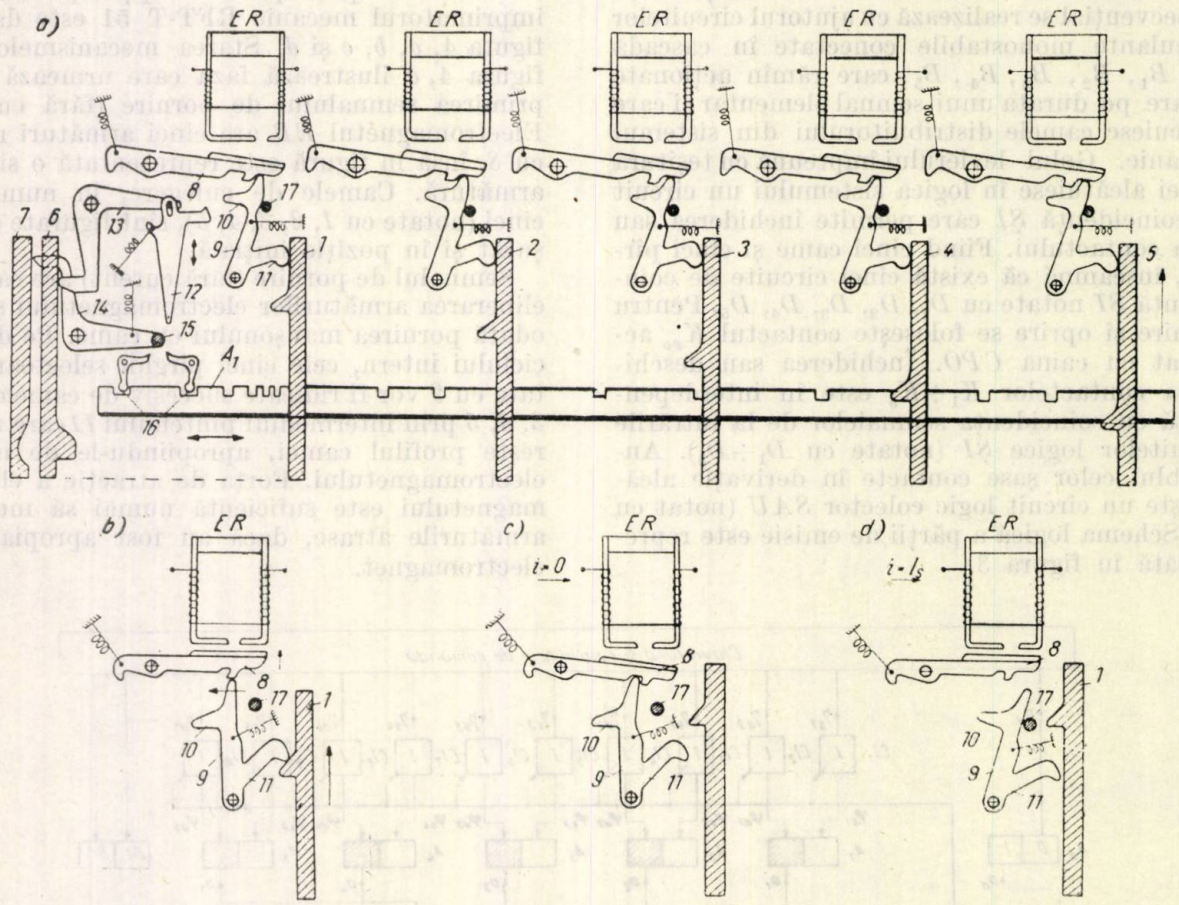



Fig. 4. *Schema părții de recepție a teleimprimatorului mecanic*

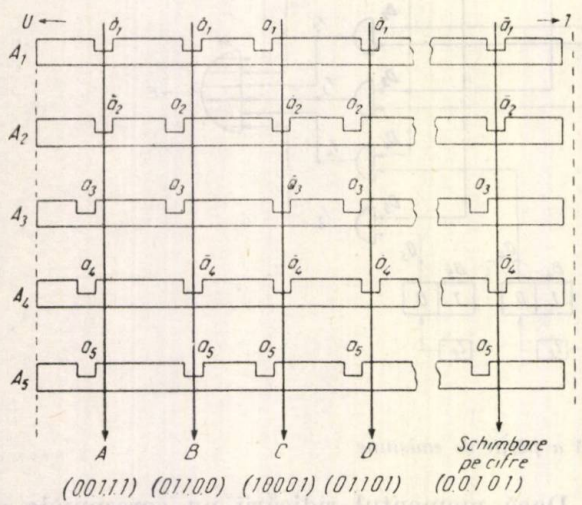



Fig. 5. *Profilul barelor selectoare de la recepție*

După recepționarea celor cinci semnale, pîrghiile selectoare se vor găsi rotite spre stînga sau dreapta, corespunzător semnalului de curent (dreapta) sau fără curent (stînga). Urmează selectoare, după cum sînt rotite spre stînga sau spre dreapta. Ca urmare, vîrfurile lor vor fi deplasate unele spre stînga, altele spre dreapta.

Coborîrea bruscă a celor cinci spade face ca vîrful acestora să lovească în pîrghiile de comandă *16*, articulate la barele selectoare $A_1$, $A_2$, $A_3$, $A_4$, $A_5$, și să le deplaseze spre stînga, respectiv spre dreapta, după cum spadele au lovit pîrghiile de comandă din stînga sau din dreapta.

Se menționează că la teleimprimatorul mecanic RFT-T 51 aranjarea barelor selectoare se face simultan, spre deosebire de teleimprimatorul ST-35 la care barele selectoare se aranjează succesiv pe durata ciclului intern. Pe fiecare bară se găsesc crestături dreptunghiulare (fig. 5) astfel distribuite, încît coincidența golurilor reface combinația de cod de la emisie.

Se creează astfel posibilitatea ca tirantul corespunzător caracterului recepționat să coboare în crestăturile barelor selectoare și să permită imprimarea acestuia.

Structura mecanismelor își găsește răspuns în logica circuitelor de unde și în posibilitatea de

alcătuire a unor dispozitive cu elemente statice superioare calitativ mecanismelor și pieselor în mișcare.

de altfel poate fi perfecționat și realizat sub forma unei celule de formare a semnalelor, completat cu circuitul de interdicție *CID*. Man-

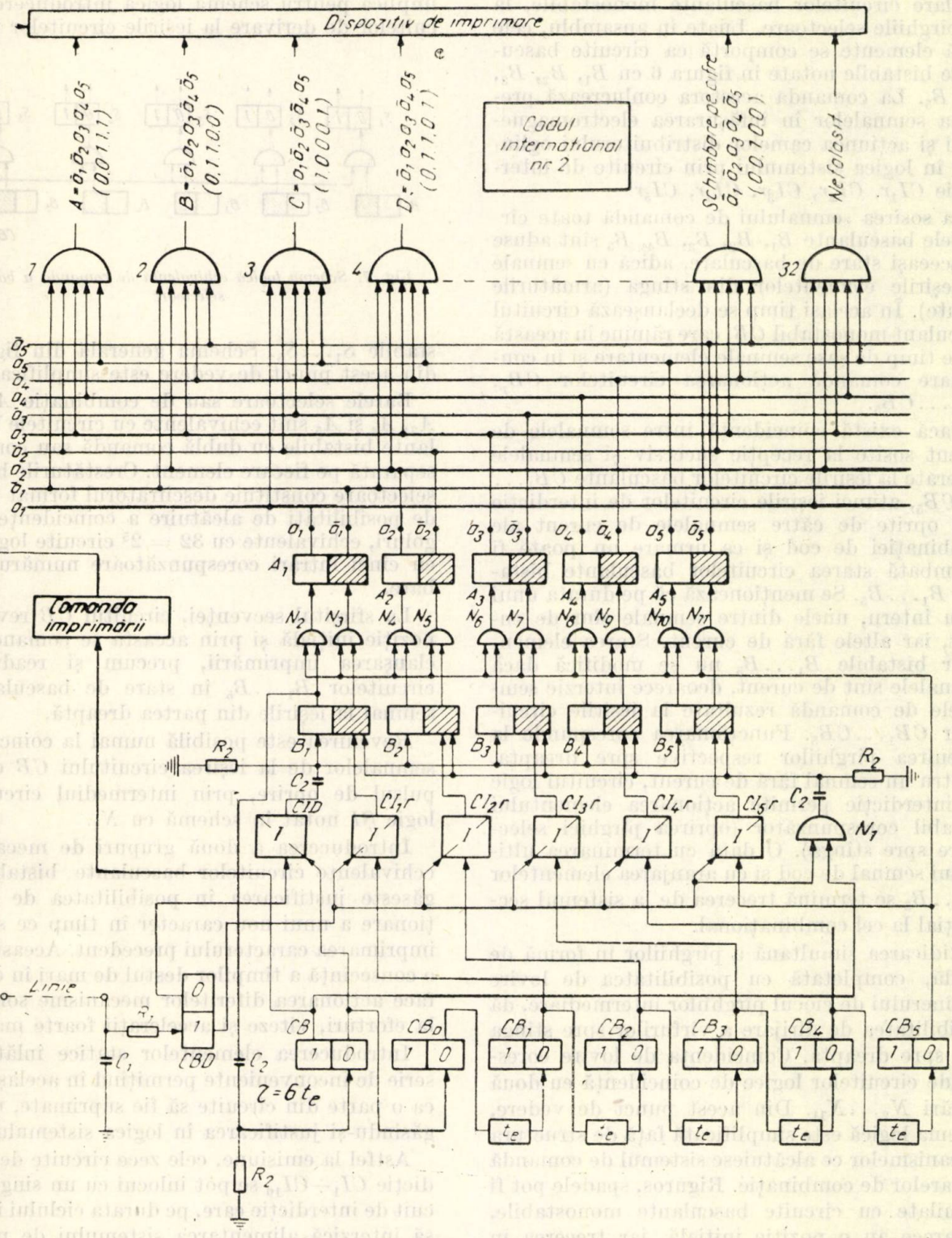



Fig. 6. *Schema logică echivalentă a părții de recepție*

Mecanismul de declanșare a manșonului cu came este echivalent cu circuitul basculant monostabil de declanșare *CBD* (fig. 6), care

șonul cu came este înlocuit cu un circuit basculant monostabil *CB*, cu durată de basculare $\tau = 6\ t_e$, adică egală cu șase semnale elementare.

Urmează circuitele basculante monostabile cu durată de basculare $t_e$ ($CB_p$, $CB_1$, $CB_2$, $CB_3$, $CB_4$, $CB_5$) care înlocuiesc camele distribuitorului.

Funcțiunile armăturilor luate separat sînt similare circuitelor basculante monostabile, la fel pîrghiile selectoare. Luate în ansamblu, cele două elemente se comportă ca circuite basculante bistabile notate în figura 6 cu $B_1$, $B_2$, $B_3$, $B_4$, $B_5$. La comanda acestora conlucrează prezența semnalelor în înfășurarea electromagnetului și acțiunea camelor distribuitorului oglindite în logica sistemului prin circuite de interdicție $CI_1r$, $CI_2r$, $CI_3r$, $CI_4r$, $CI_5r$.

La sosirea semnalului de comandă toate circuitele basculante $B_1$, $B_2$, $B_3$, $B_4$, $B_5$ sînt aduse în aceeași stare de basculare, adică cu semnale la ieșirile elementelor din stînga (armăturile căzute). În același timp se declanșează circuitul basculant monostabil $CB$, care rămîne în această stare timp de șase semnale elementare și în continuare comandă acționarea circuitelor $CB_p$, $CB_1 \ldots CB_5$.

Dacă există coincidență între semnalele de curent sosite la recepție succesiv și semnalele generate la ieșirile circuitelor basculante $CB_1 \ldots$ $\ldots CB_5$, atunci ieșirile circuitelor de interdicție sînt oprite de către semnalele de curent ale combinației de cod și ca urmare nu poate fi schimbată starea circuitelor basculante bistabile $B_1 \ldots B_5$. Se menționează că pe durata unui ciclu intern, unele dintre semnale sînt de curent, iar altele fără de curent. Starea elementelor bistabile $B_1 \ldots B_5$ nu se modifică dacă semnalele sînt de curent, deoarece interzic semnalele de comandă rezultate la ieșirile circuitelor $CB_1 \ldots CB_5$. Funcționarea corespunde la revenirea pîrghiilor respective spre dreapta. Pentru un semnal fără de curent, circuitul logic de interdicție permite acționarea elementului bistabil corespunzător (oprirea pîrghiei selectoare spre stînga). O dată cu terminarea ultimului semnal de cod și cu aranjarea elementelor $B_1 \ldots B_5$ se termină trecerea de la sistemul secvențial la cel combinațional.

Ridicarea simultană a pîrghiilor în formă de spadă, completată cu posibilitatea de lovire a mînerului de ciocul pîrghiilor intermediare, dă posibilitatea de dirijare a vîrfurilor spre stînga sau spre dreapta. Coincidența de lovire corespunde circuitelor logice de coincidență cu două intrări $N_2 \ldots N_{11}$. Din acest punct de vedere, schema logică este simplificată față de structura mecanismelor ce alcătuiesc sistemul de comandă al barelor de combinație. Riguros, spadele pot fi asimilate cu circuite basculante monostabile, deoarece au o poziție inițială, iar trecerea în cealaltă stare se realizează numai în măsura în care există coincidența de lovire dintre ciocurile pîrghiilor selectoare și mînerul spadelor. Echivalența implică introducerea circuitelor logice $ȘI$ pentru comanda elementelor monostabile, ca în figura 7.

Se menționează că acțiunea spadelor asupra barelor selectoare este de scurtă durată, ceea ce implică pentru schema logică introducerea circuitelor de derivare la ieșirile circuitelor monostabile $S_1 \ldots S_5$. Schema generală din figura 6 din acest punct de vedere este simplificată.

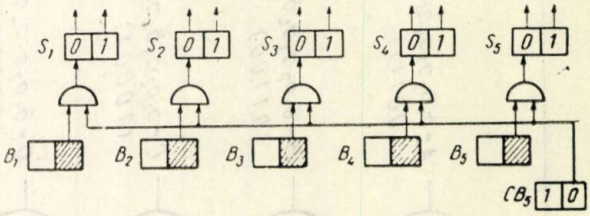



Fig. 7. *Schema logică echivalentă de comandă a barelor selectoare*

Barele selectoare sau de combinație $A_1$, $A_2$, $A_3$, $A_4$ și $A_5$ sînt echivalente cu circuitele basculante bistabile cu dublă comandă sau comandă separată pe fiecare element. Crestăturile barelor selectoare constituie descifratorul format din 32 de posibilități de alcătuire a coincidențelor de goluri, echivalente cu $32 = 2^5$ circuite logice $ȘI$ cu cinci intrări corespunzătoare numărului de bare.

La sfîrșitul secvenței, circuitul $CB$ revine în poziție inițială și prin aceasta se comandă declanșarea imprimării, precum și readucerea circuitelor $B_1 \ldots B_5$ în stare de basculare cu semnal la ieșirile din partea dreaptă.

Revenirea este posibilă numai la coincidența semnalelor de la ieșirea circuitului $CB$ cu impulsul de oprire, prin intermediul circuitului logic $ȘI$ notat în schemă cu $N_1$.

Introducerea a două grupuri de mecanisme echivalente circuitelor basculante bistabile își găsește justificarea în posibilitatea de recepționare a unui nou caracter în timp ce se face imprimarea caracterului precedent. Aceasta este o consecință a timpilor destul de mari în care se face acționarea diferitelor mecanisme solicitate la eforturi, viteze și accelerații foarte mari.

Introducerea elementelor statice înlătură o serie de inconveniente permițînd în același timp ca o parte din circuite să fie suprimate, nemaigăsindu-și justificarea în logica sistemului.

Astfel la emisiune, cele zece circuite de interdicție $CI_1 \div CI_{10}$ se pot înlocui cu un singur circuit de interdicție care, pe durata ciclului intern, să interzică alimentarea sistemului de programare.

La recepție, dată fiind viteza mare de acționare a elementelor statice, se poate suprima un grup de circuite basculante bistabile.

### 3. EXPRESIILE LOGICE DE FUNCȚIONARE ȘI POSIBILITĂȚILE DE REALIZABILITATE FIZICĂ A CIRCUITELOR LOGICE DE BAZĂ

Dacă curenților de la intrările circuitelor de interdicție $CI_1 \div CI_{10}$ li se asociază variabilele binare $\eta_d$, $\eta_{s1}$, $\eta_{d1}$, $\eta_{s2}$, $\eta_{d2} \ldots \eta_{s5}$, $\eta_{d5}$, iar semnalului de interdicție al comenzii, variabila $\overline{Q}_d$, atunci funcțiile de ieșire ale circuitelor de interdicție sînt :

$$\left.\begin{aligned}
(\varphi_{s1})_t &= (\eta_{s1})_t \ (\overline{Q}_d)_{t+\Delta t} \\
(\varphi_{d1})_t &= (\eta_{d1})_t \ (\overline{Q}_d)_{t+\Delta t} \\
&\cdots \\
(\varphi_{s5})_t &= (\eta_{s5})_t \ (\overline{Q}_d)_{t+\Delta t} \\
(\varphi_{d5})_t &= (\eta_{d5})_t \ (\overline{Q}_d)_{t+\Delta t}
\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Deoarece semnalele $\eta$ și $\overline{Q}$ nu se aplică niciodată simultan, este valabilă relația :

$$\eta\overline{Q} = \eta$$

Cu această precizare relațiile (1) devin :

$$\left.\begin{aligned}
(\varphi_{s1})_t &= (\eta_{s1})_t \\
(\varphi_{d1})_t &= (\eta_{d1})_t \\
&\cdots \\
(\varphi_{s5})_t &= (\eta_{s5})_t \\
(\varphi_{d5})_t &= (\eta_{d5})_t
\end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Semnalele de la ieșirile circuitelor basculante $A_d, A_1, A_2, \ldots A_5$ la momentul $t+1$ sînt funcție de starea semnalelor de comandă $\varphi_{s1}, \varphi_{d1}, \ldots \varphi_{s5}$, $\varphi_{d5}$ la momentul $t$ și de starea semnalelor de la ieșire la același moment.

Ecuațiile logice de funcționare sînt :

$$\left.\begin{aligned}
(a_d)_{t+1} &= (\overline{\eta}_d)_t \\
(a_1)_{t+1} &= [\,\overline{\varphi}_{d1}(\varphi_{s1} \cup a_1)\,]_t \\
&\cdots \\
(a_5)_{t+1} &= [\,\overline{\varphi}_{d5}(\varphi_{s5} \cup a_5)\,]_t
\end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Relațiile (3) corespund stărilor combinaționale de la emisiune după apăsarea unei clape.

Pentru a se împiedica posibilitatea de comandă a circuitelor basculante pe durata ciclului intern sînt prevăzute semnalele de interdicție a comenzilor $Q_d = 1$ la momentul $t + \Delta t$, încît variabilele $\varphi$ din relațiile (1) devin nule.

Urmează transformarea sistemului combinațional de la emisiune în sistem secvențial. Acest lucru se realizează cu ajutorul circuitului generator de impulsii programate împreună cu circuitele de coincidență $D_1 \ldots D_5$ și a circuitului colector $M$.

Mărimea de ieșire $F$ este formată din suma logică a funcțiilor de timp $F_p, F_1, F_2, F_3, F_4, F_5, F_0$ cu durate de existență $t_e$ de-a lungul ciclului intern.

$$F_T = (F_p)_{T-t_e} \cup (F_1)_{T-2t_e} \cup (F_2)_{T-3t_e} \cup (F_3)_{T-4t_e} \cup \cup (F_4)_{T-5t_e} \cup (F_5)_{T-6t_e} \cup (F_0)_{T-7t_e} \quad (4)$$

Termenii funcției discrete de timp se pot exprima în funcție de mărimile de ieșire $a_d, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$, independente de timp pe durata unui ciclu, și de mărimile $Q_p, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_0$, cu durate de existențe $t_e$ și cu succesiune ordonată de apariție.

$$\left.\begin{aligned}
F_p &= a_d = \overline{\eta}_d = Q_p \text{ (impulsul de pornire)} \\
F_1 &= a_1 \cdot Q_1 = \overline{\varphi}_{d1}(\varphi_{s1} \cup a_1)\, Q_1 \\
F_2 &= a_2 \cdot Q_2 = \overline{\varphi}_{d2}(\varphi_{s2} \cup a_2)\, Q_2 \\
F_3 &= a_3 \cdot Q_3 = \overline{\varphi}_{d3}(\varphi_{s3} \cup a_3)\, Q_3 \\
F_4 &= a_4 \cdot Q_4 = \overline{\varphi}_{d4}(\varphi_{s4} \cup a_4)\, Q_4 \\
F_5 &= a_5 \cdot Q_5 = \overline{\varphi}_{d5}(\varphi_{s5} \cup a_5)\, Q_5 \\
F_0 &= Q_0 \text{ (impuls de oprire)}
\end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Dacă se înlocuiesc relațiile (5) în (4) se obține formula logică de transformare a sistemului combinațional în sistemul secvențial, astfel :

$$\begin{aligned}
F_T &= [Q_p]_{T-t_e} \cup [a_1 Q_1]_{T-2t_e} \cup [a_2 Q_2]_{T-3t_e} \cup [a_3 Q_3]_{T-4t_e} \cup [a_4 Q_4]_{T-5t_e} \cup [a_5 Q_5]_{T-6t_e} \cup [Q_0]_{T-7t_e} = \\
&= [\overline{\eta}_d]_{T-t_e} \cup [\overline{\varphi}_{d1}(\varphi_{s1} \cup a_1)\, Q_1]_{T-2t_e} \cup [\overline{\varphi}_{d2}(\varphi_{s2} \cup a_2)\, Q_2]_{T-3t_e} \cup [\overline{\varphi}_{d3}(\varphi_{s3} \cup a_3)\, Q_3]_{T-4t_e} \cup \\
&\cup [\overline{\varphi}_{d4}(\varphi_{s4} \cup a_4)\, Q_4]_{T-5t_e} \cup [\overline{\varphi}_{d5}(\varphi_{s5} \cup a_5)\, Q_5]_{T-6t_e} \cup [Q_0]_{T-7t_e}
\end{aligned} \quad (6)$$

Termenii expresiei logice (6) vor avea una din valorile binare 0 sau 1 în funcție de caracterul transmis și pe timpul de coincidență a semnalelor. Valoarea 0 corespunde semnalului fără curent, iar valoarea 1 semnalului de curent. Pentru tipul de teleimprimator analizat, semnalul de pornire este fără de curent, adică :

$$F_p = \overline{\eta} = \dot{1} = 0$$

iar semnalul de oprire este de curent și corespunde revenirii circuitului basculant monostabil $(B_p - B_0)$ în poziție inițială după intervalul $6t_e$, deci :

$$F_0 = Q_p = Q_0 = 1$$

Fiecare caracter are o anumită combinație de cod care dictează în concret valorile binare ale termenilor $F_1 \ldots F_5$ din expresia logică (6). De exemplu transmiterea literei $B$ necesită următoarea combinație :

$$F = f(F_1, F_2, F_3, F_4, F_5) = f(0,1,1,0,0)$$

sau :

$F_1 = 0$ semnalul fără curent ;
$F_2 = 1$ semnalul de curent ;
$F_3 = 1$ semnalul de curent ;
$F_4 = 0$ semnalul fără curent ;
$F_5 = 0$ semnalul fără curent.

Pentru ca $F_1$ să aibă valoarea $\neq 0$ trebuie ca :

$$\bar{\varphi}_{a1} (\varphi_{s1} \cup a_1) Q_1 = 0$$

Deoarece $Q_1 = 1$ pe durata de existență $T - 2t_e$, urmează că :

$$\bar{\varphi}_{d1} (\varphi_{s1} \cup a_1) = 0$$

sau

$\bar{\varphi}_{d1} = 0 \rightarrow \varphi_{d1} = 1$ (aducerea elementului din dreapta în stare de conducție).

$\varphi_{s1} \cup a_1 = 0$ $\begin{cases} \varphi_{s1} = 0 \text{ (comanda elementului din stînga interzisă)} \\ a_1 = 0 \text{ (elementul din dreapta în stare de conducție)} \end{cases}$

Pentru ca $F_2$ să aibă valoarea 1, trebuie ca :

$$\bar{\varphi}_{d2} (\varphi_{s2} \cup a_2) Q_2 = 1$$

$Q_2 = 1$ pe durata de existență $T - 3t_e$ se impune ca :

$$\bar{\varphi}_{d2} (\varphi_{s2} \cup a_2) = 1$$

sau :

$$\bar{\varphi}_{d2} = 1 \rightarrow \varphi_{d2} = 0 \text{ și } (\varphi_{s2} \cup a_2) = 1$$

$\varphi_{d2} = 0$ comanda elementului din dreapta interzisă ;
$\varphi_{s2} = 1$ aducerea elementului din stînga în stare de conducție (semnal de comandă) ;
$a_2 = 1$ elementul din dreapta blocat sau circuitul rămas în aceeași stare de basculare.

Pentru celelalte mărimi de ieșire $F_3, F_4, F_5$ analiza se face în mod similar.

La recepție urmează operația inversă de trecere de la sistemul secvențial la sistemul combinațional, la care conlucrează generatorul de impulsii programate $CB$, $CB_p$, $CB_1 \ldots CB_5$ împreună cu celelalte circuite logice specificate în lucrare.

Operația de descifrare se consideră terminată o dată cu bascularea circuitelor $A_1, A_2, \ldots A_5$.

Descifratorul combinațiilor de cod (multipolul de selecție) este alcătuit în particular din circuite logice de coincidență, în număr de 32, cu funcții de ieșire grupate în conjuncții de variabile binare $a_1$, $a_2$, $a_4$, $a_5$. Fiecare conjuncție păstrează particularitățile caracterului transmis și în concret reprezintă literele, cifrele sau semnele respective care vor fi imprimate.

Expresia logică a sistemului combinațional de la recepție este :

$$F_c = A \cup B \cup C \cup D \cup \ldots \cup X =$$
$$= \bar{a}_1 \bar{a}_2 a_3 a_4 a_5 \cup \bar{a}_1 a_2 a_3 \bar{a}_4 \bar{a}_5 \cup a_1 \bar{a}_2 \bar{a}_3 \bar{a}_4 a_5 \quad (7)$$
$$\cup \bar{a}_1 a_2 a_3 \bar{a}_4 a_5 \cup \ldots\ldots \cup \bar{a}_1 a_2 \bar{a}_3 \bar{a}_4 \bar{a}_5$$

Cunoașterea circuitelor logice și a expresiilor logice de funcționare dă posibilitatea de realizare fizică a teleimprimatorului cu elemente de comutație statică, adică realizarea teleimprimatorului electronic.

Alegerea elementelor de comutație se va face pe considerente tehnice și economice. Evident tranzistoarele și miezurile magnetice (feritele) sînt preferabile.

Majoritatea circuitelor logice sînt de tip elementar, iar calculul analitic și dimensionarea elementelor electrice se găsește tratată în literatura de specialitate [4], [5], [6], [7].

Probleme mai deosebite ridică generatorul semnalelor programate în ceea ce privește asimilarea celulelor componente cu circuite logice elementare în scopul stabilirii formulelor logice de funcționare.

Toate mărimile funcției discrete de timp $F$ se pot realiza cu circuite basculante monostabile care prelungesc o acțiune un timp determinat, în speță egal cu durata unui semnal elementar $t_e$ sau cu $6t_e$.

În figura 8 este dată schema unui circuit basculant monostabil realizat cu tranzistoare, iar în figura 9 schema simbolică realizată cu circuite logice elementare. Se observă că semnalul

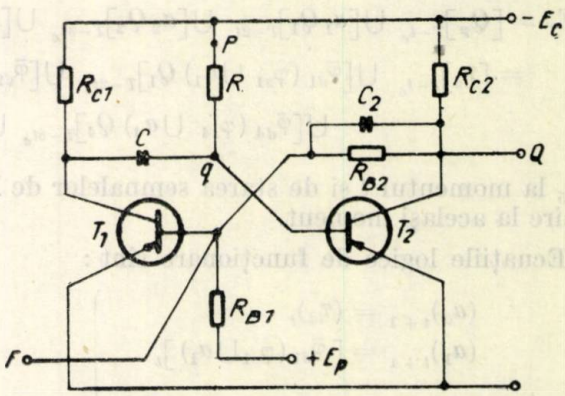



Fig. 8. *Schema circuitului basculant monostabil*

de la intrarea $P$ este interzis de către semnalul de interdicție $q$.

Semnalul de comandă $F$ pentru declanșarea circuitului basculant monostabil, constituie semnalul de inițiere care durează un timp limitat $\Delta t_e$ datorită introducerii circuitului de derivare.

Prin aceasta temporizarea cerută devine independentă de semnalul de comandă și dependentă de timpul de descărcare al condensatorului care — pe durata de descărcare — interzice semnalul de la intrarea $P$. Circuitul basculant monostabil

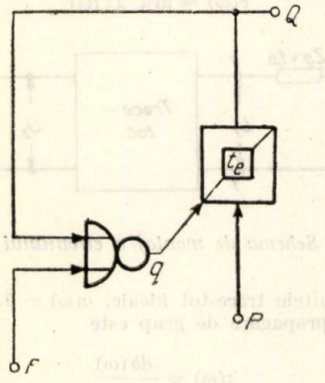



Fig. 9. *Schema logică echivalentă a circuitului basculant monostabil.*

este echivalent cu un circuit NICI și un circuit de interdicție cu durată de interdicție limitată (fig. 9), pentru care s-a folosit un nou simbol, indicîndu-se timpul de temporizare. Conectarea în serie a cinci celule elementare, comanda făcîndu-se prin circuite de derivare și separare prin diode, formează generatorul de impulsuri programate.

Relația logică de funcționare a unei celule este :

$$Q_t = P_{t-1}\,\overline{q}_{t-t_e} = P_{t-1}\,\overline{(F_{t-\Delta t} \cup Q_{t-\Delta t} \cup \overline{\cup Q_{t-2\Delta t} \cup \cdots \cup Q_{t-t_e}})} = P_{t-1}\,(F_{t-\Delta t} \cup \cup Q_{t-\Delta t} \cup Q_{t-2\Delta t} \cup \cdots \cup Q_{t-t_e}) \quad (8)$$

Semnalul de comandă durează un timp scurt $\Delta_t$, după care durata de existență este prelungită la $t_e$ conform sumei logice $(Q_{t-\Delta t} \cup Q_{t-2\Delta t} \cup \cdots \cup Q_{t-t_e}) = 1$ ce caracterizează temporizarea independentă.

Temporizarea se calculează cu relația :

$$t_e = 0{,}69\,RC \quad (9)$$

și depinde de valorile elementelor de circuit $R$ și $C$.

În afară de folosirea circuitelor basculante monostabile cu tranzistoare, în structura generatorului de impulsuri programate pot exista triggeri dinamici cu miezuri magnetice cu ferite [8] și registre de deplasare cu ieșiri derivație [8] eventual amplificatoare ferită — tranzistor.

## 4. CONCLUZII

Metodele de rezolvare empirică a circuitelor și mecanismelor aparțin trecutului. Astăzi teoria matematică generală a comenzii pune la dispoziția cercetătorilor și constructorilor de aparataj de telecomunicații un instrument eficace în abordarea și soluționarea problemelor complexe de analiză și sinteză.

Datorită structurii logice a mecanismelor, acestea se pretează la analogii logice deosebit de importante la alcătuirea de circuite logice cu elemente fără contacte net superioare dispozitivelor în mișcare.

De altfel posibilitățile de grupare și conexare a elementelor statice sînt mult mai elastice, cu simplificări evidente.

Unele specificații de simplificări făcute în cadrul lucrării nu epuizează problema complet, rămîne o gamă largă de posibilități de alegere a elementelor de comutație de folosire a circuitelor logice elementare, scopul final fiind realizarea teleimprimatorului electronic.

## BIBLIOGRAFIE


[1] MOISIL, Gr. C. *Scheme cu comandă directă cu contacte și relee*, București, Editura Academiei R.P.R., 1959.

[2] MOISIL, Gr. C. *Teoria algebrică a mecanismelor automate*, București, Editura tehnică, 1959.

[3] MĂNCIULESCU, M. *Telegrafie II*, București, Tipografia și litografia învățămîntului, 1956.

[4] * * * *Circuite cu tranzistoare*, București, Editura tehnică, 1961.

[5] * * * *Circuite cu tranzistoare în telecomunicații, proiectare, scheme*, București, Editura tehnică, 1963.

[6] * * * *Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare, scheme*, București, Editura tehnică, 1964.

[7] DAMSKER, D. *Principii și mijloace noi de automatizare a acționărilor electrice*, București, Editura Academiei R.P.R., 1964.

[8] MARINESCU, N., BARBU, E. *Teoria circuitelor de comutație*, București, Editura didactică și pedagogică, 1964.

Ing. ADELAIDA MATEESCU

# Senzitivitatea parametrilor de lucru ai circuitelor trece-tot la variația elementelor de circuit

## INTRODUCERE

Problema influenței unor abateri mici de la valoarea nominală a elementelor asupra performanțelor circuitelor preocupă un cerc tot mai mare de cercetători. Aceste preocupări sînt legate : de studiul stabilității în timp a circuitelor, de problema prescrierii unor toleranțe convenabile din punct de vedere tehnico-economic în procesul de fabricație în serie, de problema modificării în sens dorit a caracteristicilor unui circuit.

Aprecierea influenței unei deviații mici a unui element (la care efectele secundare pot fi neglijate) asupra performanțelor schemei, se poate face :

— prin funcțiunea de pondere, care reprezintă funcția cu care trebuie înmulțită deviația elementului pentru a obține efectul acestei deviații asupra parametrului studiat [1], [2];

— prin senzitivitate, care reprezintă funcția cu care trebuie înmulțită deviația relativă (deviația raportată la valoarea nominală) a elementului pentru a obține efectul acestei deviații asupra parametrului studiat [3], [4].

În lucrarea de față vom studia senzitivitatea parametrilor la variația elementelor, întrucît deviațiile relative ale elementelor și parametrilor ni se par mai importante în prescrierea toleranțelor.

În literatură există numeroase lucrări cu privire la senzitivitatea diferitelor funcțiuni de circuit (senzitivitatea funcției de transfer a sistemelor de reglaj automat la variația unui parametru [4], senzitivitatea funcției de transfer la variația polilor și zerourilor [5], senzitivitatea polilor și zerourilor la variația elementelor [6], [7], [8]). În lucrarea de față se studiază senzitivitatea impedanței de intrare și a timpului de propagare de grup în cazul celulelor trece-tot elementare și a unui lanț de celule trece-tot.

Influența variației elementelor asupra parametrilor pe imagini ai circuitelor defazoare a fost studiată de autoare într-un articol precedent [9].

Senzitivitatea impedanței de intrare și a defazării introdusă de circuit la deviații mici ale elementelor, a mai fost abordată în [10]. Nu este însă analizată cantitativ variația cu frecvența a acestor abateri, obiectivul principal al acestui articol fiind prezentarea tuturor circuitelor elementare, echivalente, de tip trece-tot, posibile în practică.

În lucrarea de față se face studiul variației timpului de propagare de grup și nu al defazării, deoarece în cazul liniilor de întîrziere și al circuitelor corectoare de fază se prescrie de obicei timpul de propagare de grup și abaterea sa admisibilă. Nu se studiază variația atenuării la deviația elementelor, deoarece așa cum se arată în acest articol și în [10] aceasta depinde direct de variația impedanței de intrare.

## 1. CONSIDERAȚII GENERALE ASUPRA CIRCUITELOR TRECE-TOT

### 1.1. Funcțiile de lucru ale circuitelor trece-tot

Considerînd cuadripolul trece-tot conectat ca în figura 1, funcția de transfer de lucru $T(p)$ poate fi pusă sub forma

$$T(p) = \frac{U_1}{U_2} = \frac{F(p)}{F(-p)} \tag{1}$$

unde $p$ este frecvența complexă normată. Pentru simplificarea calculelor se vor utiliza impedanțele normate în raport cu o rezistență de referință $R_0$ și frecvențele normate, în raport cu o frecvență de referință $f_0$.

Ținînd seama de (1), atenuarea $a(\omega)$ și defazarea $b(\omega)$ sînt date de

$$a(\omega) = \ln \mid T(j\omega) \mid \tag{2}$$

$$b(\omega) = \arg\ T(j\omega) \tag{3}$$

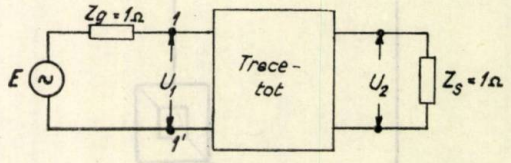



Fig. 1. *Schema de montaj a circuitului trece-tot*

Pentru circuitele trece-tot ideale, $a(\omega) = 0$.

Timpul de propagare de grup este

$$\tau(\omega) = \frac{db(\omega)}{d\omega} \tag{4}$$

Impedanța de intrare a circuitului trece-tot, terminat ca în figura 1 este

$$Z_{in} = 1 \tag{5}$$

Se vede că atît atenuarea cît și impedanța de intrare definite mai sus sînt niște constante.

### 1.2. Celule elementare trece-tot

Se știe că, în cazul general, funcția de transfer de lucru (1) este produsul unor factori reprezentînd funcțiile de transfer de lucru ale unor celule elementare de ordinul unu

$$T_1(p) = \frac{p + \alpha_1}{p - \alpha_1} \tag{6}$$

sau doi

$$T_2(p) = \frac{(p^2 + 2\alpha_2 p + \gamma^2)}{(p^2 - 2\alpha_2 p + \gamma^2)}. \tag{7}$$

Poziția polilor și zerourilor funcțiilor elementare trece-tot în planul $p$ este reprezentată în figura 2.

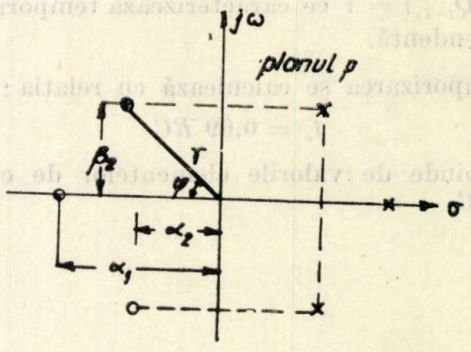



Fig. 2. *Poziția singularităților funcției* $T(p)$

Din (6) și (7) se vede că $T_1(p)$ are un zero real și negativ $p_{01} = -\alpha_1$, iar $T_2(p)$ are două zerouri complex conjugate, $p_{02} = -\alpha_2 \pm j\beta_2 = \gamma e^{\pm j\varphi}$. Constanta de defazare pentru celula elementară de ordinul unu poate fi calculată ținînd seama de (3). Se găsește :

$$b(\omega) = 2 \text{ arc tg} \frac{\omega}{\alpha_1}. \tag{8}$$

Utilizînd relaţiile (4) şi (8) se obţine timpul de propagare de grup al celulei de ordinul unu

$$\tau(\omega) = \frac{2d_1}{\alpha_1^2 + \omega^2}. \tag{9}$$

În mod analog, pentru celula de ordinul doi, se obţin relaţiile

$$b(\omega) = 2 \text{ arc tg} \frac{2\alpha_2\omega}{\gamma^2 - \omega^2} \tag{10}$$

şi

$$\tau(\omega) = \frac{4\alpha_2(\gamma^2 + \omega^2)}{(\gamma^2 - \omega^2)^2 + 4\alpha_2\omega^2}. \tag{11}$$

Se ştie că orice cuadripol pasiv cu elemente concentrate poate fi realizat printr-o schemă electrică în punte. În cazul circuitului trece-tot considerat, schema în punte este simetrică şi conţine numai reactanţe (fig. 3)

Deoarece relaţia (5) trebuie să fie satisfăcută, elementele din braţele punţii trebuie să fie inverse adică :

$$Z_a(p) = \frac{1}{Z_b(p)}. \tag{12}$$

Schemele electrice de bază pentru celulele elementare trece-tot sînt cele din figura 4.

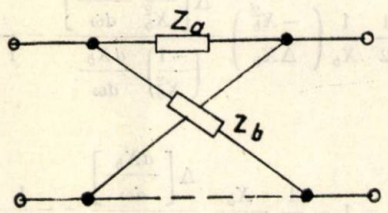



Fig. 3. *Schema generală a unui circuit trece-tot*

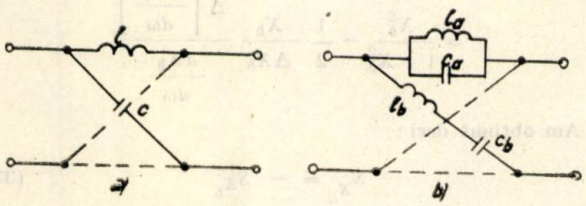



Fig. 4. *Schemele electrice ale celulelor elementare trece-tot*
a) celula de ordinul unu ; b) celula de ordinul doi

## 2. SENZITIVITATEA PARAMETRILOR STUDIAŢI LA VARIAŢII MICI ALE ELEMENTELOR. CÎTEVA PROPRIETĂŢI GENERALE

### 2.1. Definirea noţiunii de senzitivitate

Se cunoaşte că variaţia relativă a unei funcţii de circuit $T$ care depinde de o variabilă $x$ se poate calcula pentru variaţii mici ale lui $x$ cu formula

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{x}{T}\frac{dT}{dx}\frac{\Delta x}{x} \tag{13}$$

Expresia

$$S_x^T = \frac{x}{T}\frac{dT}{dx} \approx \frac{\frac{\Delta T}{T}}{\frac{\Delta x}{x}} \tag{14}$$

a fost denumită în [3] şi [4] senzitivitatea funcţiei $T$ la variaţia lui $x$. Dacă $T$ este o funcţie de circuit depinzînd de elementele circuitului ($l$ inductanţe, $c$ condensatoare şi $r$ rezistenţe), atunci pentru variaţii mici ale valorii elementelor vom avea

$$\frac{\Delta T}{T} = \sum_{i=1}^{l} S_{L_i}^T \frac{\Delta L_i}{L_i} + \sum_{i=1}^{c} S_{C_i}^T \frac{\Delta C_i}{C_i} + \sum_{i=1}^{r} S_{R_i}^T \frac{\Delta R_i}{R_i} \tag{15}$$

unde

$$S_{Li}^T = \frac{L_i}{T}\frac{\partial T}{\partial L_i}; \quad S_{C_i}^T = \frac{C_i}{T}\frac{\partial T}{\partial C_i}; \quad S_{R_i}^T = \frac{R_i}{T}\frac{\partial T}{\partial R_i} \tag{16}$$

### 2.2. Senzitivitatea parametrilor de lucru ai circuitelor trece-tot

Pentru un cuadripol în $X$ simetric ca cel din figura 3, conectat într-o schemă de montaj ca în figura 1, impedanţa de intrare la poarta $1 - 1'$ este dată de relaţia

$$Z_{in} = \frac{2Z_a Z_b + (Z_a + Z_b)Z_s}{Z_a + Z_b + 2Z_s} \tag{17}$$

Funcţia de transfer de lucru

$$T = \frac{E}{2U_2}\sqrt{\frac{Z_s}{Z_g}} \tag{18}$$

devine, în cazul cuadripolului considerat (din figura 3),

$$T = \frac{2Z_a Z_b + 2Z_g Z_s + (Z_g + Z_s)(Z_a + Z_b)}{2(Z_b - Z_a)\sqrt{Z_g Z_s}} \tag{19}$$

Se ştie că la un cuadripol reactiv avem relaţia [11], [12]

$$T = \frac{Z_{in} + 1}{Z_{in} - 1}\,\mathrm{H} \tag{20}$$

unde $H$ este o funcţie ce caracterizează neadaptarea, putînd fi exprimată prin impedanţele cuadripolului considerat astfel :

$$H = \frac{2Z_a Z_b - 2Z_g Z_s + Z_s(Z_a + Z_b) - Z_g(Z_a + Z_b)}{2(Z_b - Z_a)\sqrt{Z_g Z_s}} \tag{21}$$

Dacă impedanţele $Z_a$, $Z_b$ şi $Z_s$ sînt variabile, variaţia impedanţei de intrare poate fi determinată prin diferenţiala totală a expresiei (17). Obţinem în acest caz

$$dZ_{in} = \frac{2(Z_b + Z_s)^2}{(Z_a + Z_b + 2Z_s)^2}dZ_a + \frac{2(Z_a + Z_s)^2}{(Z_a + Z_b + 2Z_s)^2}dZ_b + \frac{(Z_a - Z_b)^2}{(Z_a + Z_b + 2Z_s)^2}dZ_s \tag{22}$$

Presupunînd $Z_a Z_b = Z_s^2 = 1$ dacă deviaţiile impedanţelor $Z_a$, $Z_b$ faţă de valoarea nominală sînt mici, variaţia relativă a impedanţei de intrare se obţine din (22) astfel :

$$\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{in}} = \frac{Z_a}{Z_{in}}\frac{2}{(Z_a + 1)^2}\frac{\Delta Z_a}{Z_a} + \frac{Z_b}{Z_{in}}\frac{2}{(Z_b + 1)^2}\frac{\Delta Z_b}{Z_b} \tag{23}$$

Atenuarea de lucru a cuadripolului considerat, definită de relaţia (2), este nulă la toate frecvenţele, deoarece în schemă $Z_s = Z_g = 1$, iar $Z_a$ şi $Z_b$ sînt reactanţe pure. Cînd elementele circuitului variază, relaţia de inversiune între $Z_a$ şi $Z_b$ nu se mai păstrează. În acest caz, ţinînd seama de relaţia (20), se obţine, aşa cum se arată în [10] :

$$a = -\frac{1}{2}\ln\left\{1 - \left|\frac{1 - Z_{in}}{1 + Z_{in}}\right|^2\right\} \tag{24}$$

Însă $Z_{in} = 1 + \Delta Z_{in}$, deci cu aproximaţie

$$a \approx -\frac{1}{2}\ln\left\{1 - \left|\frac{\Delta Z_{in}}{2}\right|^2\right\} \approx \frac{|\Delta Z_{in}|^2}{8}. \tag{24,a}$$

Rezultă că creşterea atenuării, datorită deviaţiei elementelor de circuit, poate fi determinată dacă se cunoaşte variaţia impedanţei de intrare la deviaţia elementelor.

Defazarea introdusă de circuitul trece-tot poate fi obţinută ţinînd seama de relaţiile (3) şi (21):

$$b = \arg T\Big|_{p=j\omega} = \frac{\pi}{2} + \left\{ \operatorname{arc\,tg}\frac{Z_a}{j} + \operatorname{arc\,tg}\frac{Z_b}{j} \right\}_{p=j\omega} \tag{25}$$

iar variaţia defazării la deviaţia elementelor va fi: *

$$\Delta b = \frac{X_a}{1+X_a^2}\,\frac{\Delta X_a}{X_a} - \frac{X_b}{1+X_b^2}\,\frac{\Delta X_b}{X_b} \tag{26}$$

Timpul de propagare de grup definit prin relaţia (4) va fi în cazul celulelor trece-tot:

$$\tau = \frac{1}{1+X_a^2}\,\frac{dX_a}{d\omega} + \frac{1}{1+X_b^2}\,\frac{dX_b}{d\omega} \tag{27,a}$$

Relaţia (27, *a*) poate fi pusă şi sub una din formele:

$$\tau = \frac{1}{1+X_a^2}\left[\frac{dX_a}{d\omega} - \frac{d}{d\omega}\left(\frac{1}{X_b}\right)\right] =$$

$$= \frac{1}{1+X_b^2}\left[\frac{dX_b}{d\omega} - \frac{d}{d\omega}\left(\frac{1}{X_a}\right)\right] \tag{27, b}$$

sau

$$\tau = \frac{2}{1+X_a^2}\,\frac{dX_a}{d\omega} = \frac{2}{1+X_b^2}\,\frac{dX_b}{d\omega}. \tag{27, c}$$

Variaţia relativă a timpului de propagare de grup la deviaţia elementelor este dată de relaţia

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta\left(\frac{dX_a}{d\omega}\right)}{\frac{dX_a}{d\omega}} + \frac{1}{2}\,\frac{\Delta\left(\frac{dX_b}{d\omega}\right)}{\frac{dX_b}{d\omega}} -$$

$$- \frac{X_a^2}{1+X_a^2}\,\frac{\Delta X_a}{X_a} - \frac{X_b^2}{1+X_b^2}\,\frac{\Delta X_b}{X_b}. \tag{28}$$

Deoarece atenuarea de lucru depinde direct de variaţia impedanţei de intrare şi deoarece pentru circuitele trece-tot interesează mai ales timpul de propagare de grup, în cele ce urmează se va studia numai modificarea impedanţei de intrare şi a timpului de propagare de grup **.

### 2.3. Cîteva proprietăţi generale

În calculul senzitivităţilor parametrilor de lucru ai celulelor trece-tot, este foarte util să se ţină seama de următoarele proprietăţi:

*Proprietatea I.* Senzitivitatea impedanţei de intrare la variaţia unei impedanţe a schemei (de ex. $Z_a$) este egală cu senzitivitatea impedanţei de intrare la variaţia impedanţei inverse (de ex. $Z_b$).

Aceasta se vede imediat din (23) dacă ţinem seama că $Z_a Z_b = 1$

$$S_{X_a}^{Z_{in}} = \frac{X_a}{Z_{in}}\,\frac{2}{(X_a+1)^2} = \frac{X_b}{Z_{in}}\,\frac{2}{(X_b+1)^2} \tag{29}$$

adică

$$S_{X_a}^{Z_{in}} = S_{X_b}^{Z_{in}} \tag{30}$$

* În toate expresiile referitoare la defazarea şi la timpul de propagare de grup $X_a$ şi $X_b$ sînt considerate funcţii de frecvenţa reală $\omega$.

**) În [10] se arată că $S_{X_a}^{b} = S_{X_a}^{Z_{in}}$, deci cunoaşterea modulului de variaţie al impedanţei de intrare ne informează şi asupra variaţiei defazajului.

*Proprietatea II.* Senzitivitatea timpului de propagare de grup la variaţia unei impedanţe a schemei este egală şi de semn contrar cu senzitivitatea timpului de propagare de grup la variaţia impedanţei inverse.

Din relaţia (28) se poate deduce că

$$S_{X_a}^{\tau} = \frac{1}{2}\,\frac{X_a}{\Delta X_a}\cdot\frac{\Delta\left(\frac{dX_a}{d\omega}\right)}{\frac{dX_a}{d\omega}} - \frac{X_a^2}{1+X_a^2} \tag{31}$$

iar

$$S_{X_b}^{\tau} = \frac{1}{2}\,\frac{X_b}{\Delta X_b}\cdot\frac{\Delta\left(\frac{dX_b}{d\omega}\right)}{\frac{dX_b}{d\omega}} - \frac{X_b^2}{1+X_b^2} \tag{32}$$

Înlocuind în (31) pe $X_a$ cu inversul său $1/X_b$, găsim

$$S_{X_a}^{\tau} = \frac{1}{2}\,\frac{\frac{1}{X_b}}{\Delta\left(\frac{1}{X_b}\right)}\cdot\frac{\Delta\left[\frac{d\left(\frac{1}{X_b}\right)}{d\omega}\right]}{\frac{d\left(\frac{1}{X_b}\right)}{d\omega}} - \frac{\frac{1}{X_b^2}}{1+\frac{1}{X_b^2}} =$$

$$= \frac{1}{2}\,\frac{1}{X_b}\left(\frac{-X_b^2}{\Delta X_b}\right)\frac{\Delta\left[\frac{-1}{X_b^2}\,\frac{dX_b}{d\omega}\right]}{\left(\frac{-1}{X_b^2}\right)\frac{dX_b}{d\omega}} - \frac{1}{1+X_b^2}$$

sau

$$S_{X_a}^{\tau} = 1 - \frac{1}{2}\,\frac{X_b}{\Delta X_b}\,\frac{\Delta\left[\frac{dX_b}{d\omega}\right]}{\frac{dX_b}{d\omega}} - \frac{1}{1+X_b^2} =$$

$$= \frac{X_b^2}{1+X_b^2} - \frac{1}{2}\,\frac{X_b}{\Delta X_b}\,\frac{\Delta\left[\frac{dX_b}{d\omega}\right]}{\frac{dX_b}{d\omega}}$$

Am obţinut deci:

$$S_{X_a}^{\tau} = -\,S_{X_b}^{\tau} \tag{33}$$

ceea ce era de demonstrat.

*Proprietatea III.* Suma senzitivităţilor unui parametru de lucru la variaţia elementelor de acelaşi fel este un invariant pentru toate schemele echivalente.

Să presupunem că într-o schemă dată avem $n$ bobine $L_1, L_2 \ldots L_n$ şi în altă schemă, echivalentă cu prima, avem $m$ bobine. $L_1', L_2' \ldots L_m'$, unde putem avea $m = n$ sau $m \neq n$. Relaţiile de transformare a primei scheme în cea de a doua vor fi:

$$\begin{aligned} L_1 &= F_1(L_1', L_2', \ldots L_m') \\ L_2 &= F_2(L_1', L_2', \ldots L_m') \\ &\cdots \\ L_n &= F_n(L_1', L_2', \ldots L_m') \end{aligned} \tag{34}$$

Trebuie să arătăm că în calculul variaţiei parametrului $T$ (care poate fi impedanţa de intrare, timpul de propagare de grup ş.a.), avem

$$\sum_{k=1}^{n} S_{L_k}^{T} = \sum_{j=1}^{m} S_{L_j'}^{T}, \tag{35}$$

sau punînd relaţia (35) în altă formă

$$\frac{1}{T}\sum_{k=1}^{n} L_k \frac{\partial T}{\partial L_k} = \frac{1}{T}\sum_{j=1}^{m} L_j' \frac{\partial T}{\partial L_j'}$$

Ţinînd seama de (34) şi considerînd funcţiile inverse, avem

$$\frac{\partial T}{\partial L_j'} = \frac{\partial T}{\partial L_1}\frac{\partial L_1}{\partial L_j'} + \frac{\partial T}{\partial L_2}\frac{\partial L_2}{\partial L_j'} + \ldots\ldots + \frac{\partial T}{\partial L_n}\frac{\partial L_n}{\partial L_j'}$$

Rezultă că :

$$\sum_{j=1}^{m} L_j' \frac{\partial T}{\partial L_j'} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\partial T}{\partial L_k} \sum_{j=1}^{m} L_j' \frac{\partial L_k}{\partial L_j'}$$

Întrucît relaţiile (34) sînt transformări liniare, rezultă

$$L_k = \sum_{j=1}^{m} L_j' \frac{\partial L_k}{\partial L_j'}$$

şi obţinem

$$\sum_{j=1}^{m} L_j' \frac{\partial T}{\partial L_j'} = \sum_{k=1}^{n} L_k \frac{\partial T}{\partial L_k}$$

ceea ce reprezintă de fapt relaţia (35) care trebuia demonstrată.

*Proprietatea IV.* Senzitivitatea unui parametru la variaţia impedanţei unui element de circuit este egală şi de semn contrar cu senzitivitatea aceluiaşi parametru la variaţia admitanţei elementului de circuit considerat.

Fie $Z_x$ şi $Y_x$ impedanţa, respectiv admitanţa elementului de circuit considerat, şi $T$ parametrul studiat. Vom avea

$$S^T_{Z_x} = \frac{Z_x}{T}\frac{\partial T}{\partial Z_x} = \frac{1}{\frac{Y_x}{T}\frac{\partial T}{\partial Y_x}\frac{\partial Y_x}{\partial Z_x}} = -\frac{Y_x}{T}\frac{\partial T}{\partial Y_x}$$

adică tocmai

$$S^T_{Z_x} = -S^T_{Y_x}. \qquad (36)$$

Proprietăţile I şi II pot fi extinse la toate circuitele de rezistenţă constantă, iar III şi IV sînt valabile la toate circuitele pasive.

Proprietăţile enunţate mai sus conduc, în cazul circuitelor trece-tot, la următoarele consecinţe :

a) Suma senzitivităţilor timpului de propagare de grup şi a impedanţei de intrare la variaţia bobinelor este egală, respectiv egală şi de semn contrar, cu suma senzitivităţilor la variaţia condensatoarelor.

b) Senzitivitatea timpului de propagare de grup, respectiv a impedanţei de intrare, la variaţia inductanţei unei bobine este egală, respectiv egală şi de semn contrar, cu senzitivitatea la variaţia capacităţii condensatorului invers.

## 3. SENZITIVITATEA PARAMETRILOR DE LUCRU PENTRU CELULELE TRECE-TOT DE BAZĂ

### 3.1. Studiul senzitivităţilor pentru celula elementară de ordinul I.

Ţinînd seama de (23) şi introducînd notaţia

$$\frac{\omega}{\alpha_1} = \eta \qquad (37)$$

se găseşte printr-un calcul simplu, dacă se ţine seama de proprietăţile I, II şi IV, următoarea expresie ce ne dă variaţia relativă a impedanţei de intrare

$$\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{in}} = \frac{2j\eta}{(1+j\eta)^2}\left[\frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta c}{c}\right] \qquad (38)$$

Variaţia lui $\Delta Z_{in}/Z_{in}$ cu frecvenţa depinde de poziţia singularităţilor funcţiei de transfer în planul $p$, prin parametrul $\alpha_1$. Studiem această variaţie pentru diverse valori ale lui $\eta = \omega/\alpha_1$. Se vede imediat că

$$\left| S^{Z_{in}}_{Z_a} \right| = \frac{2\eta}{1+\eta^2} = \left| S^{Z_{in}}_{l} \right| \qquad (39)$$

şi că argumentul lui $S^{Z_{in}}_{Z_a}$, $\psi^{Z_{in}}_{Z_a}$ este dat de relaţia

$$\psi^{Z_{in}}_{Z_a} = \frac{\pi}{2} - 2\ \mathrm{arg\ tg}\ \eta \qquad (40)$$

Variaţia acestor funcţii pentru diverse valori ale lui $\eta$ este reprezentată în diagrama din figura 5.

Se vede că $\left| S^{Z_{in}}_{Z_a} \right|$ este maxim la $\eta = 1$, adică pentru frecvenţa $\omega = \alpha_1$, cînd influenţa variaţiei elementelor de circuit asupra impedanţei de intrare este maximă.

Pentru aceeaşi celulă se obţine

$$S^{\tau}_{X_a} = \frac{1}{2}\frac{1-\eta^2}{1+\eta^2} = S^{\tau}_{l} \qquad (41)$$

deci

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{1}{2}\frac{1-\eta^2}{1+\eta^2}\left[\frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta c}{c}\right] \qquad (42)$$

Variaţia lui $S^{\tau}_{l}$ pentru diverse valori ale lui $\eta$ este reprezentată în figura 5 şi ne arată că influenţa modificării elementelor asupra timpului de propagare de grup este minimă la frecvenţa $\omega = \alpha_1$.

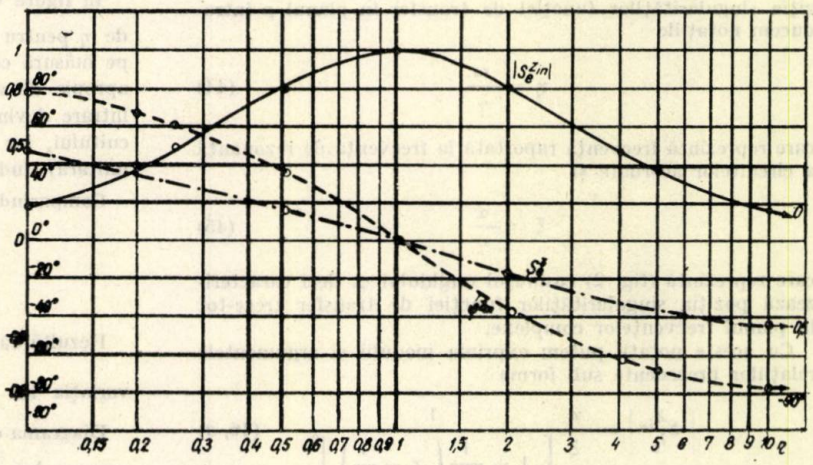



Fig. 5. *Curbele de variaţie a senzitivităţii impedanţei de intrare şi a timpului de propagare de grup pentru celula de ordinul I*

### 3.2. Studiul senzitivităţilor pentru celula elementară de ordinul II

Pentru celula trece-tot din figura 4, *b*, $\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{in}}$ poate fi calculat foarte simplu dacă se ţine seama de consecinţele a) şi b) ale proprietăţilor de la punctul 2.3. Se obţine

$$\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{in}} = S^{Z_{in}}_{l_b}\left[\frac{\Delta l_b}{l_b} - \frac{\Delta c_a}{c_a}\right] + S^{Z_{in}}_{c_b}\left[\frac{\Delta c_b}{c_b} - \frac{\Delta l_a}{l_a}\right] \qquad (43)$$

În relaţia (43) avem

$$S_{l_b}^{Z_{in}} = \frac{2 j \omega l_b}{\left[1 + j \frac{l_b}{\omega}\left(\omega^2 - \frac{1}{l_b c_b}\right)\right]^2}$$

$$S_{c_b}^{Z_{in}} = \frac{2j \frac{1}{\omega c_b}}{\left[1 + j \frac{l_b}{\omega}\left(\omega^2 - \frac{1}{l_b c_b}\right)\right]^2}$$

Ne interesează variaţia funcţiilor de mai sus cu frecvenţa, respectiv cu $\eta$. Vom face acest studiu pentru diverse valori ale parametrului $\xi$. Aşa cum rezultă din (45) şi din figura 2

$$\xi = \cos \varphi, \text{ deci } 0 < \xi < 1.$$

Studiul funcţiunilor $\left|S_{l_b}^{Z_{in}}\right|$ şi $\left|S_{c_b}^{Z_{in}}\right|$ arată că acestea posedă un maximum la frecvenţe reale ce pot fi determinate analitic. Un studiu analog a fost prezentat în [9].

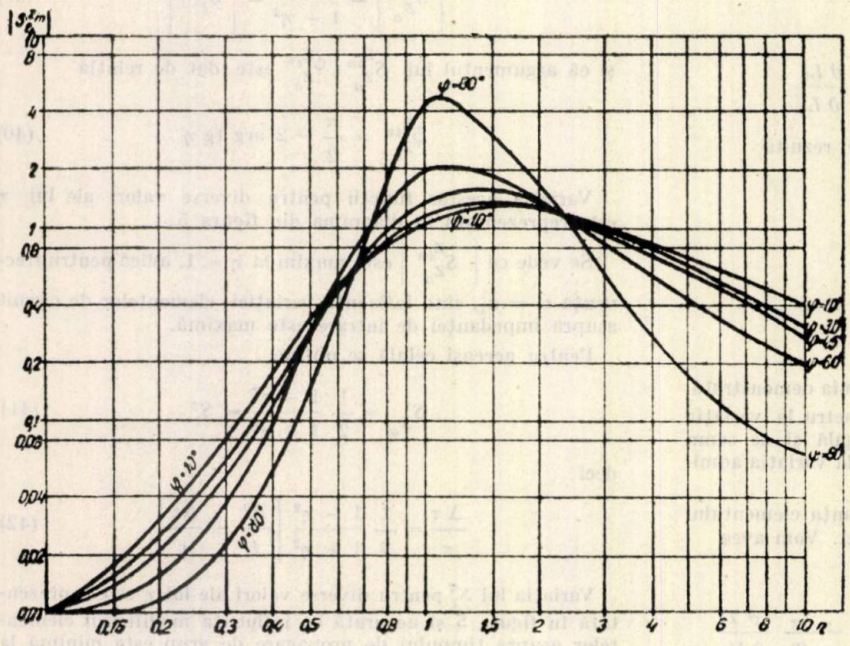



Fig. 6. *Curbele de variaţie a modulului senzitivităţii impedanţei de intrare pentru celula de ordinul II*

Ţinînd seama de relaţiile între valorile elementelor şi poziţia singularităţilor funcţiei de transfer în planul $p$ introducem notaţiile

$$\eta = \frac{\omega}{\gamma} \tag{44}$$

care reprezintă frecvenţa raportată la frecvenţa de rezonanţă a circuitelor acordate şi

$$\xi = \frac{\alpha}{\gamma} \tag{45}$$

care reprezintă (fig. 2) cosinusul unghiului $\varphi$, deci caracterizează poziţia singularităţilor funcţiei de transfer trece-tot în planul frecvenţelor complexe.

Cu aceste notaţii putem exprima modulii şi argumentele relaţiilor precedente sub forma

$$\left|S_{l_b}^{Z_{in}}\right| = \frac{\eta}{\xi} \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{2\xi}\left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)\right]^2} \tag{46, a}$$

$$\psi_{l_b}^{Z_{in}} = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{2\xi}\left(\eta - \frac{1}{\eta}\right) \tag{46, b}$$

$$\left|S_{c_b}^{Z_{in}}\right| = \frac{1}{\xi\eta} \frac{1}{1 + \left[\frac{1}{2\xi}\left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)\right]^2}, \tag{47, a}$$

$$\psi_{c_b}^{Z_{in}} = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{2\xi}\left(\eta - \frac{1}{\eta}\right) \tag{47, b}$$

În figura 6 este reprezentată variaţia lui $\left|S_{l_b}^{Z_{in}}\right|$ în funcţie de $\eta$ pentru diverse valori ale parametrului $\xi$. Se vede că, pe măsură ce singularităţile funcţiei de transfer trece-tot se apropie de axa frecvenţelor reale ($\varphi \to 90°$), impedanţa de intrare devine tot mai sensibilă la variaţia elementelor circuitului, iar frecvenţa critică $\eta_{max}$ (care e totdeauna subunitară) tinde către unitate.

Comparînd relaţiile (46, $a$) şi (47, $a$) se poate constata că

$$\left|S_{l_b}^{Z_{in}}(\eta)\right| = \left|S_{c_b}^{Z_{in}}\left(\frac{1}{\eta}\right)\right| \tag{48}$$

Rezultă că variaţia lui $\left|S_{c_b}^{Z_{in}}\right|$ poate fi dedusă imediat din variaţia lui $\left|S_{l_b}^{Z_{in}}\right|$ şi reciproc.

Diagrama din figura 6 poate fi deci folosită şi pentru determinarea lui $\left|S_{c_b}^{Z_{in}}\right|$, dacă în abscisă se consideră $1/\eta$ în loc de $\eta$.

În diagrama din figura 7 este reprezentată variaţia lui $\psi_{l_b}^{Z_{in}} = \psi_{c_b}^{Z_{in}}$ conform relaţiilor (46, $b$) şi (47, $b$), în funcţie de $\eta$ pentru diverse valori ale parametrului $\xi$.

Pentru a deduce variaţia timpului de propagare de grup la deviaţia elementelor procedăm în mod analog. Se obţine :

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = S_{l_b}^{\tau}\left[\frac{\Delta l_b}{l_b} + \frac{\Delta c_a}{c_a}\right] + S_{c_b}^{\tau}\left[\frac{\Delta c_b}{c_b} + \frac{\Delta l_a}{l_a}\right]. \tag{49}$$

Ținînd seama de (28) și de notațiile din (44) și (47) se găsește :

$$S^{\tau}_{I_b} = \frac{\eta^2}{2} \frac{2(1-\eta^4) + (1-\eta^2)^2 + 4\xi^2\eta^2}{(1+\eta^2)[4\xi^2\eta^2 + (1-\eta^2)^2]} \qquad (50)$$

Se constată că

$$S^{\tau}_{I_b}(\eta^2) = -S^{\tau}_{c_b}\left(\frac{1}{\eta^2}\right)$$

Studiul funcției $S^{\tau}_{I_b}(\eta^2)$ a condus la diagramele prezentate în figura 8.

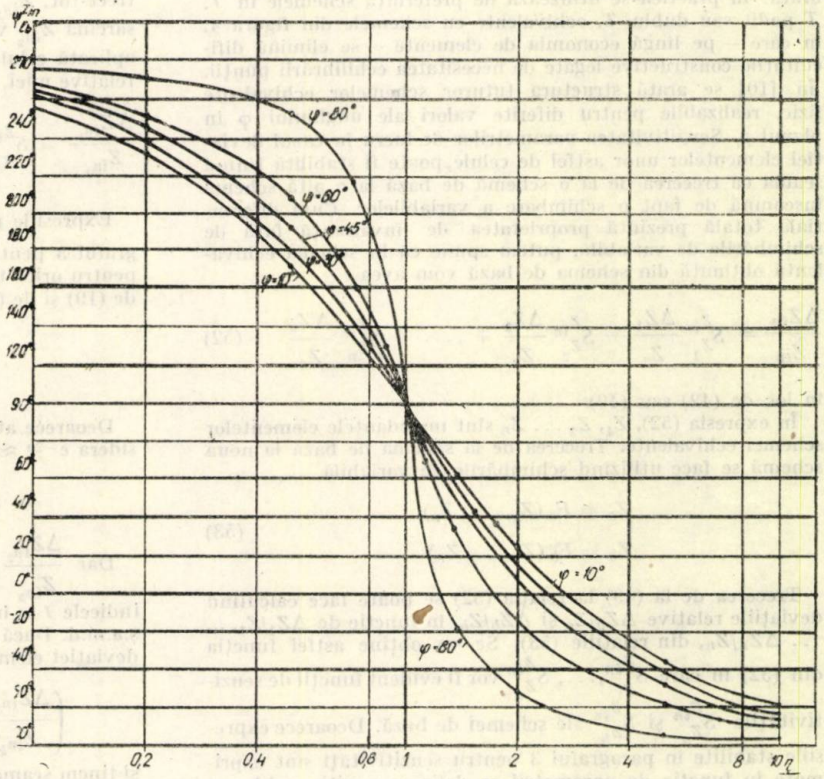



Fig. 7. *Curbele de variație a unghiului senzitivității impedanței de intrare pentru celula de ordinul II*

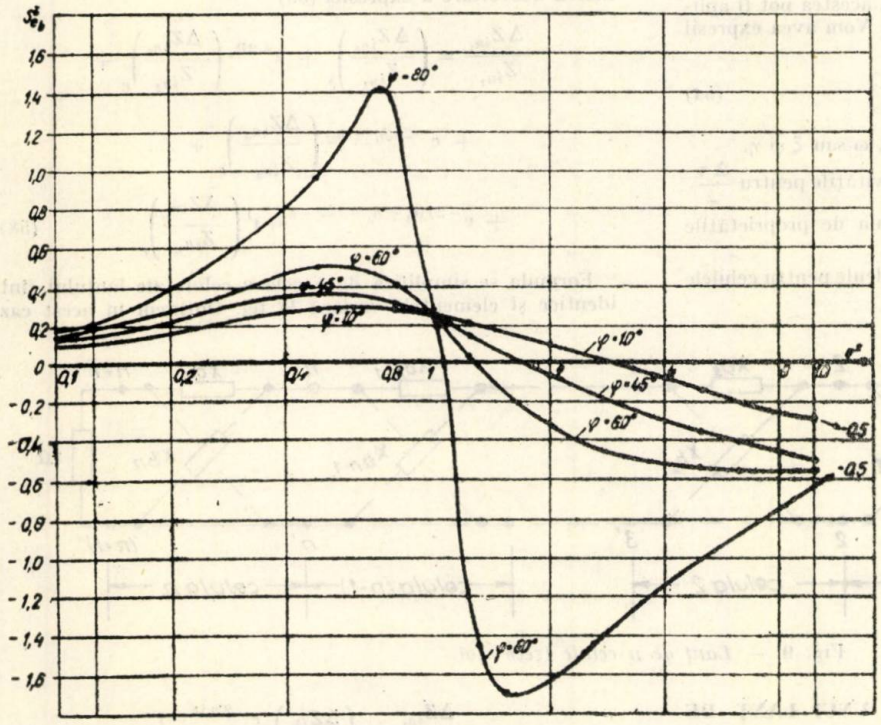



Fig. 8. *Curbele de variație a senzitivității timpului de propagare de grup pentru celula de ordinul II*

respectiv

$$S^{\tau}_{c_b} = \frac{1}{2} \frac{2(1-\eta^4) - (1-\eta^2)^2 - 4\xi^2\eta^2}{(1+\eta^2)[4\xi^2\eta^2 + (1-\eta^2)^2]} \qquad (51)$$

Variația lui $S^{\tau}_{c_b}$ poate fi dedusă imediat, dacă în abscisă se ia în loc de $\eta^2$ valoarea inversă $1/\eta^2$. Se vede că și variația timpului de propagare de grup depinde de variația elementelor în măsură tot mai mare cînd $\varphi \to 90°$ (fig. 2).

## 4. SENZITIVITATEA IMPEDANȚEI DE INTRARE ȘI A TIMPULUI DE PROPAGARE DE GRUP PENTRU CELULELE ELEMENTARE UTILIZATE ÎN PRACTICĂ

Se știe că celulele elementare din figura 4 se utilizează mai puțin în practică, deoarece puntea în $X$ trebuie să fie echilibrată. În practică se utilizează de preferință schemele în $T$, $T$ podit sau dublu $T$, echivalente cu schemele din figura 4, în care — pe lîngă economia de elemente — se elimină dificultățile constructive legate de necesitatea echilibrării punții. În [10] se arată structura tuturor schemelor echivalente fizic, realizabile pentru diferite valori ale unghiului $\varphi$ în planul $p$. Senzitivitatea parametrilor de lucru în cazul deviației elementelor unor astfel de celule, poate fi stabilită ținînd seama că trecerea de la o schemă de bază la o altă schemă înseamnă de fapt o schimbare a variabilelor. Cum diferențiala totală prezintă proprietatea de invarianță față de schimbările de variabilă, putem spune că în schema echivalentă obținută din schema de bază vom avea

$$\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{in}} = S_{Z_1}^{Z_{in}} \frac{\Delta Z_1}{Z_1} + S_{Z_2}^{Z_{in}} \frac{\Delta Z_2}{Z_2} + \dots + S_{Z_n}^{Z_{in}} \frac{\Delta Z_n}{Z_n} \tag{52}$$

în loc de (42) sau (49).

În expresia (52), $Z_1, Z_2 \dots Z_n$ sînt impedanțele elementelor schemei echivalente. Trecerea de la schema de bază la noua schemă se face utilizînd schimbările de variabilă

$$\begin{aligned} Z_a &= F_a(Z_1, \dots, Z_n) \\ Z_b &= F_b(Z_1, \dots, Z_n) \end{aligned} \tag{53}$$

Trecerea de la (49) la relația (52) se poate face calculînd deviațiile relative $\Delta Z_a/Z_a$ și $\Delta Z_b/Z_b$, în funcție de $\Delta Z_1/Z_1, \dots$ $\dots \Delta Z_n/Z_n$, din relațiile (53). Se va obține astfel funcția din (52) în care $S_{Z_1}^{Z_{in}}, \dots, S_{Z_n}^{Z_{in}}$ vor fi evident funcții de senzitivitățile $S_{Z_a}^{Z_{in}}$ și $S_{Z_b}^{Z_{in}}$ ale schemei de bază. Deoarece expresiile stabilite în paragraful 3 pentru senzitivități sînt exprimate în funcție de parametrii ce definesc poziția polilor și zerourilor funcției de transfer în planul $p$, acestea pot fi aplicate direct tuturor schemelor echivalente. Vom avea expresii de forma :

$$S_{Z_1}^{Z_{in}} = F\left(S_{Z_a}^{Z_{in}}, S_{Z_b}^{Z_{in}}\right) \tag{54}$$

care vor conține numai variabilele $\alpha$, $\beta$, $\gamma$, $\omega$ sau $\xi$ și $\eta$.

În același mod pot fi calculate și senzitivitățile pentru $\frac{\Delta\tau}{\tau}$.

Calculele se simplifică dacă se ține seama de proprietățile III și IV stabilite la paragraful 2.

În [13] se prezintă rezultatele acestor calcule pentru celulele utilizate în practică.

(fig. 9). Pentru celula $n-1$ sarcina este constituită de impedanța de intrare în celula a $n-$ a, la poarta $n-n'$. Această impedanță $Z_{in_n}$ nu va mai fi egală cu unitatea ci cu $Z_{in_n} + \Delta Z_{in_n}$. Rezultă că în calculul parametrilor de lucru trebuie să ținem seama de variația sarcinii.

Impedanța de intrare la poarta $1-1'$ a lanțului de celule trece-tot, $Z_{in_1}$ este impedanța de intrare în celula 1, la care sarcina $Z_{in_2}$ variază față de unitate cu $\Delta Z_{in_2}$. Formula (22) aplicată celulei 1 din figura 9 ne va da deci, pentru variații relative mici,

$$\frac{\Delta Z_{in_1}}{Z_{in_1}} = S_{X_{a_1}}^{Z_{in_1}} \frac{\Delta X_{a_1}}{X_{a_1}} + S_{X_{b_1}}^{Z_{in_1}} \frac{\Delta X_{b_1}}{X_{b_2}} + S_{Z_{in_2}}^{Z_{in_1}} \frac{\Delta Z_{in_2}}{Z_{in_2}} \tag{55}$$

Expresiile pentru $S_{X_{a_1}}^{Z_{in_1}}$ și $S_{X_{b_1}}^{Z_{in_1}}$ au fost stabilite în paragraful 3 pentru orice celulă elementară, iar în paragraful 4 pentru orice tip de celulă utilizată în practică. Ținînd seama de (19) și de (22) găsim :

$$S_{Z_{in_2}}^{Z_{in_1}} = \frac{Z_{in_2}}{Z_{in_1}} e^{-2g_1)} = e^{-2g_1}$$

Deoarece atenuarea $a$ este practic foarte mică, putem considera $e^{-2a} \approx 1$ deci vom avea

$$S_{Z_{in_2}}^{Z_{in_1}} = e^{-2jb_1} \tag{56}$$

Dar $\frac{\Delta Z_{in_2}}{Z_{in_2}}$ este dat de o expresie analogă cu (55), în care indicele *1* se înlocuiește cu *2*, iar indicele *2* se înlocuiește cu *3* ș.a.m.d. Dacă notăm variația impedanței de intrare datorită deviației elementelor într-o celulă $k$ a lanțului cu

$$\left(\frac{\Delta Z_{in_k}}{Z_{in_k}}\right)_e = S_{X_{a_k}}^{Z_{in_k}} \frac{\Delta X_{a_k}}{X_{a_k}} + S_{X_{b_k}}^{Z_{in_k}} \frac{\Delta X_{b_k}}{X_{b_k}} \tag{57}$$

și ținem seama de cele arătate mai înainte, vom obține următoarea dezvoltare a expresiei (55)

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Z_{in_1}}{Z_{in_1}} = &\left(\frac{\Delta Z_{in_1}}{Z_{in_1}}\right)_e + e^{-2jb_1}\left(\frac{\Delta Z_{in_2}}{Z_{in_2}}\right)_e + \\ &+ e^{-2j(b_1+b_2)}\left(\frac{\Delta Z_{in_3}}{Z_{in_3}}\right)_e + \dots \\ &+ e^{-2j(b_1+b_2+\dots+b_{n-1})}\left(\frac{\Delta Z_{in_n}}{Z_{in_n}}\right)_e \end{aligned} \tag{58}$$

Formula se simplifică dacă cele $n$ celule ale lanțului sînt identice și elementele variază la fel. Obținem în acest caz

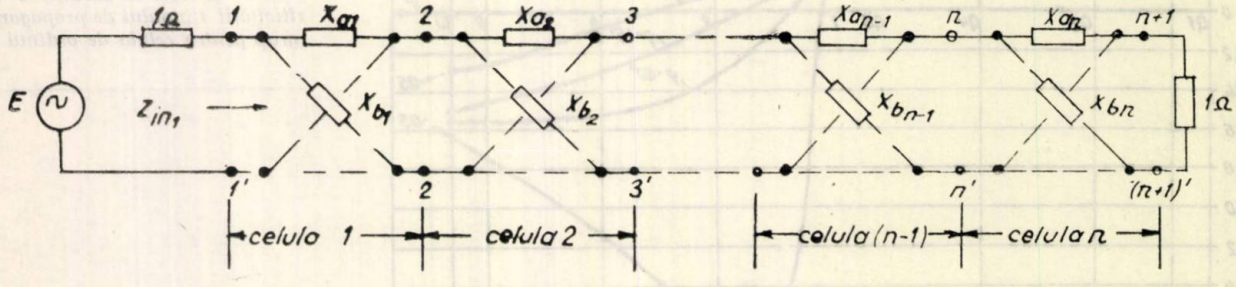



Fig. 9. — *Lanț de n celule trece-tot.*

## 5. SENZITIVITATEA PARAMETRILOR UNUI LANȚ DE CELULE TRECE-TOT

În cazul unui lanț de $n$ celule trece-tot, la care elementele de circuit au deviații mici de la valoarea nominală, ipoteza $Z_g = 1$ este valabilă numai pentru ultima celulă notată cu $n$

$$\frac{\Delta Z_{in_1}}{Z_{in_1}} = \left(\frac{\Delta Z_{in}}{Z_{in}}\right)_e \frac{e^{-2njb}-1}{e^{-2jb}-1} \tag{59}$$

Pe baza relației (20) se poate stabili legătura dintre variația funcției de transfer de lucru a celulei $k$ și variația impedanței

de intrare la deviația sarcinii. Dacă sarcina $Z_{sk}$ variază ($Z_{s_k} = 1 + \Delta Z_{s_k}$), relația (21) care ne dă funcția $H$ devine:

$$H_k = \frac{\Delta Z_{s_k}}{2\sqrt{1 + \Delta Z_{s_k}}} e^{jb_k}, \tag{60}$$

unde $b_k$ este defazarea cuadripolului cînd elementele de circuit nu variază. Deoarece $\Delta Z_{s_k}$ este foarte mic, dezvoltînd în serie de puteri radicalul din (60), neglijînd termenii ce conțin puterile lui $\Delta Z_{s_k}$ și ținînd seama că $\Delta Z_{s_k} \ll 1$, obținem

$$H_k \approx \frac{\Delta Z_{s_k}}{2} e^{jb_k} \tag{61}$$

Cu aceleași aproximări (19) devine

$$T_{s_k} = \frac{2}{\Delta Z_{in_k}} \frac{\Delta Z_{s_k}}{2} e^{jb_k} \tag{62, a}$$

și reprezintă funcția de transfer de lucru pentru cuadripolul $k$ conectat ca în fig. 1, la care $Z_{s_k} = \Delta Z_{s_k} + 1$. Deoarece în cazul unui lanț de cuadripoli $Z_{s_k} = Z_{in_{k-1}}$, găsim

$$T_{s_k} = \left| \frac{\Delta Z_{in\,(k-1)}}{\Delta Z_{in_k}} \right| e^{j\left(b_k + \psi_{in_{(k-1)}} - \psi_{in_k}\right)} \tag{62, b}$$

Rezultă că atenuarea de lucru $a_{sk}$ a cuadripolului $k$ datorită variației sarcinii este

$$a_{s_k} = \ln \left| \frac{\Delta Z_{in(k-1)}}{\Delta Z_{in_k}} \right| \tag{63}$$

Atenuarea de lucru datorită variației sarcinii și variației elementelor va fi deci

$$a_k = a_{s_k} + a_{e_k} \tag{64}$$

unde $a_{e_k}$ este dat de expresia (24, *a*) stabilită mai înainte.

În mod analog se găsește și variația defazării

$$\Delta b_k = \Delta b_{e_k} + \Delta b_{s_k} \tag{65}$$

unde $\Delta b_{e_k}$ este dat de (26), iar pentru $\Delta b_{s_k}$ obținem din (62, *b*)

$$\Delta b_{s_k} = \psi_{in\,(k-1)} - \psi_{in_k} \tag{66}$$

Atenuarea, respectiv variația defazării unui lanț de celule elementare, se obține efectuînd sumările

$$a = \sum_{k=1}^{n} a_k \tag{67, a}$$

respectiv

$$\Delta b = \sum_{k=1}^{n} \Delta b_k \tag{67, b}$$

Practic, pentru liniile de defazaj constant sau de întîrziere constantă $\Delta Z_{in_{k-1}} \approx \Delta Z_{in_k}$ și în sumele (67, *a*) și (67, *b*), termenii preponderenți sînt $a_{e_k}$, respectiv $\Delta b_{e_k}$.

Variația timpului de propagare de grup la deviația sarcinii va fi evident

$$\Delta \tau_{s_k} = \frac{d(\Delta b_{s_k})}{d\omega} = \frac{d(\psi_{in\,(k-1)} - \psi_{in_k})}{d\omega} \tag{68}$$

Și acest termen este neglijabil în comparație cu $\Delta \tau_{e_k}$, deci în cazul unui lanț de celule trece-tot vom obține:

$$\Delta \tau = \sum_{k=1}^{n} \Delta \tau_{e_k} + \sum_{k=1}^{n} \Delta \tau_{s_k} \approx \sum_{k=1}^{n} \Delta \tau_{e_k} \tag{69}$$

## 6. CONCLUZII

Proprietățile generale stabilite în paragraful 2.3 permit să se deducă prin calcule elementare influența unor deviații mici ale elementelor de circuit asupra parametrilor de lucru ai circuitelor trece-tot.

Pe baza rezultatelor prezentate în diagramele din figurile 5, 6, 7 și 8 se poate calcula deviația parametrilor de lucru pentru liniile de întîrziere, liniile de defazaj constant și circuitele corectoare de fază, oricare ar fi schema în care acestea sînt realizate, atunci cînd deviațiile elementelor de circuit față de valoarea nominală sînt cunoscute. Din diagrame se vede că la variația fiecărui element există o frecvență critică, la care parametrul de lucru studiat prezintă o deviație maximă. În cazul invers, al prescrierii toleranțelor plecînd de la abaterea admisibilă a parametrilor de lucru, calculul trebuie să se facă la această frecvență critică, care întotdeauna este o frecvență din banda transmisă. Cînd circuitul este de ordinul unu sau doi, trebuie rezolvate ecuațiile (38) și (42) sau (43) și (49) în raport cu necunoscutele $\Delta l/l$ și $\Delta c/c$, care reprezintă toleranțele căutate. Dacă circuitul trece-tot este format dintr-un număr mai mare de celule elementare, există mai multe frecvențe critice. Va trebui să facem calculul toleranțelor la frecvența pentru care suma efectelor deviației elementelor este maximă. În practică nu toate elementele deviază cu toleranța maximă admisă și putem avea o compensare a efectelor de sens contrar. De aceea în cazul celulelor formate dintr-un număr mare de elemente, este indicat ca prescrierea toleranțelor să se facă pe baza sumării statistice a efectelor. Această problemă va constitui obiectul unui studiu viitor.

## BIBLIOGRAFIE


[1] MOLLE, J. H.: *Filter design data for communications engineers*, EFN Spon Ltd, London, 1952.

[2] SCHOLTEN, J.W.: *The effect of tollerances in the elements of image parameter filters*, Philips Technical Review, nr. 1, 1960.

[3] BODE, H.: *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, D. Van Nostrand Comp. Inc. Princeton, 1945.

[4] TRUXALL, J.: *Automatic Feedback Control System Synthesis*, Mc. Graw-Hill Book Comp. Inc. New York, 1955.

[5] CARTIANU, Gh., POENARU, D.: *Variation of Transfer Functions with the Modification of Pole Location*, IRE Trans. on CT-9, nr. 1, 1962.

[6] KUH, F.: *Pole Zero Sensitivity in Network Functions*, IRE Trans. on CT-5, nr. 5, 1958.

[7] DAVIDOV, S.: *Teoreticeschie osnovî i proiectirovanie fazacorectiruiuşcih țepei*, Sviazizdat, 1958.

[8] HAKIMI, C.: *Measures of Sensitivity for Linears Systems with Large Multiple Parameter Variation*, IRE Wescon Conv. Rec, 1960, Part. 2.

[9] MATEESCU, Ad.: *Influența variației elementelor asupra parametrilor imagine ai circuitelor trece-tot în X*, Telecomunicații nr. 1, 1963.

[10] SAAL, R., ANTREICH, K.: *Zur Realisierung von Reaktanz-Allpaşş-Schaltungen*, Frequenz, Band 16, nr. 12, 1962.

[11] CONDREA, S.: *Bazele telecomunicațiilor pe fir* (vol. I), Editura didactică și pedagogică, București, 1963.

[12] BELEȚCHII: *Teoreticeschie osnovî electroprovodnoi sviazi*, (vol. III) Sviazizdat, Moskva, 1950.

[13] MATEESCU, Ad.: *Influența variației valorii elementelor de circuit asupra parametrilor de lucru în schemele trece-tot*, Lucrare prezentată la sesiunea științifică a cadrelor didactice din 22—23 februarie 1964, Institutul Politehnic, București.

Ing. MIRCEA WARDALLA

# Modernizarea sistemelor ME 8 și MG 15

## 1. GENERALITĂȚI

Cu toată larga răspîndire pe care au căpătat-o în ultimii ani sistemele moderne de curenți purtători cu 12 și 24 căi în rețeaua națională de telecomunicații, totuși sistemele mai vechi, de tip ME 8 și MG 15, continuă să joace un rol destul de important, îndeosebi pentru legături la nivelul raioanelor.

Din acest motiv s-a hotărît modernizarea lor cu tuburi de performanțe ridicate și ameliorarea indicilor lor calitativi.

Tuburile adoptate sînt din seria cu durată mare de funcționare (10 000 ore) produse în R.D.G. și anume: EF 860 și EL 861 pentru sistemele ME 8, IF 860 și IL 861 pentru sistemele MG 15.

Tuburile EF 860 și IF 860 sînt pentode amplificatoare de tensiune, cu pantă de 7 mA/V și se deosebesc între ele numai prin tensiunea de încălzire: 6,3 V și respectiv 20 V. Aceeași deosebire există și între tuburile EL 861 și IL 861, care sînt pentode cu disipație anodică de 4,5 W și pantă de 11 mA/V.

## 2. MODERNIZAREA SISTEMULUI ME 8

Schema bloc a căii ME 8 este arătată în figura 1.

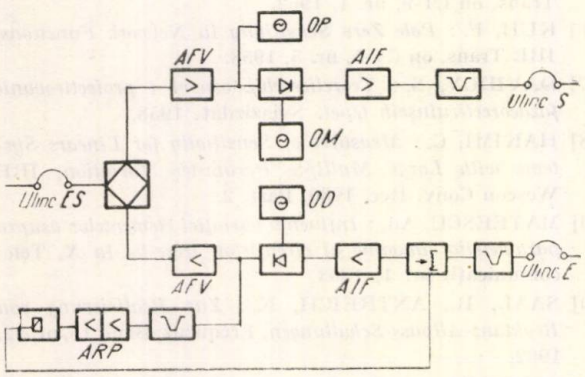



Fig. 1. *Schema-bloc a unei căi ME 8*:

AFV – amplificator frecvență vocală; OP – oscilator pilot; OM – oscilator frecvență pentru modulare; OD – oscilator frecvență pentru demodulare; AIF – amplificator înaltă frecvență; ARP – amplificator de recepție-pilot

### 2.1. Electroalimentarea

Pentru obținerea tensiunii de 6,3 V, necesară noilor tuburi, se introduce în panoul redresoarelor un transformator coborîtor de tensiune, cu prize de reglaj fin în secundar.

Se modifică și redresorul pentru alimentarea anodică, înlocuindu-se cele două tuburi Z2c prin două grupuri de cîte trei diode de siliciu tip D 226, în serie. Pe fiecare diodă revin 300 V tensiune inversă, față de 400 V indicat de fabricant, asigurînd 30% rezervă pentru eventualele degradări în timp ale diodei. Pentru egalizarea tensiunilor inverse, se șuntează fiecare diodă cu o rezistență de 100 kΩ. Diodele se sortează în prealabil după curentul invers, măsurat la 400 V. Pe fiecare diodă revin 180 mA redresați, față de 400 mA indicați de fabricant.

În exploatare, redresoarele astfel modificate s-au dovedit robuste, cu defecțiuni extrem de rare, și depășind de pe acum 8 000 ore de funcționare.

Se înlocuiesc celulele de seleniu ce formează puntea redresoare pentru tensiunea de semnalizare de −24 V prin diode de germaniu D 302, cu plăci de răcire. Tensiunea redresată crește datorită rezistenței interne mai mici ale diodelor. Spre a readuce tensiunea la normal, se înseriază în antifază una din înfășurările de 4 V filament devenită liberă.

### 2.2. Amplificatoarele de înaltă frecvență-emisie și recepție (fig. 2)

Noul tub EL 861 are o pantă mai mare decît tubul original E 2 d, ceea ce permite un cîștig al etajului cu 0,2 N mai mare. În acest fel, se poate reduce nivelul la intrare în modulator cu 0, 2 N, îmbunătățind astfel coeficientul de distorsiuni neliniare al acestuia. Reducerea nivelului de intrare se realizează micșorînd cîștigul amplificatorului vocal de emisie.

Deoarece tubul EL 861 este destinat a funcționa cu tensiuni de anodă și grilă-ecran de

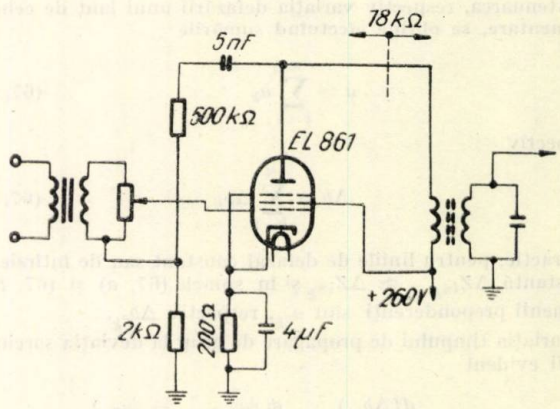



Fig. 2. *Amplificator de înaltă frecvență emisie*

210 V, iar tensiunea aplicată din redresorul sistemului este de 260 V, se alege pentru punctul de funcționare o negativare de 4V față de 3V indicați de fabricant, reducînd astfel curentul anodic și disipația pe anodă și grilă — ecran în limitele admisibile. Se schimbă șunturile de măsură a curentului anodic la valoarea de 5,5 Ω,

corespunzătoare curentului de 18 mA al noului tub.

Pentru a utiliza mai bine puterea tubului, s-a eliminat rezistența-șunt de 25 kΩ, ce servea la adaptarea bilaterală către sarcină (filtrul de bandă-emisie), adaptarea realizîndu-se prin reacție negativă de tensiune. Puterea limită crește cu 0,2 N, iar cîștigul etajului rămîne neschimbat. Se evită astfel și dezadaptarea spre filtru produsă de rezistența internă mai mare a noului tub. Se obține concomitent și o rezistență de sarcină foarte apropiată de cea optimă a tubului. Distorsiunile neliniare ale etajului scad de două ori. Montajul s-a folosit și la amplificatorul de înaltă frecvență-recepție.

**2.3. Etajul de putere al amplificatorului de recepție-pilot**

Se utilizează un tub EL 861, obținîndu-se și aci un cîștig ceva mai mare. Spre a evita oscilațiile parazite, se șuntează secundarul transformatorului de cuplaj interetaje cu o rezistență de 100 kΩ și se introduce o rezistență de 2 kΩ nedecuplată, în circuitul grilei-ecran.

**2.4. Etajele amplificatoare de joasă frecvență și preamplificatorul receptorului-pilot**

Se utilizează tubul EF 860, montat ca triodă pentru a înlesni adaptarea sa la montajul original, conceput cu trioda Bi (fig. 3).

Se folosește o reacție negativă de curent prin rezistența de catodă nedecuplată și o reacție de tensiune obținută printr-un divizor potențiometric între anodă și capătul rece al secundarului transformatorului de intrare. Dispare astfel și necesitatea condensatorului electrolitic de negativare. Cîștigul etajului scade față de vechea situație cu 0,2 N, spre a reduce nivelul de intrare în modulator. Rezistența internă cu

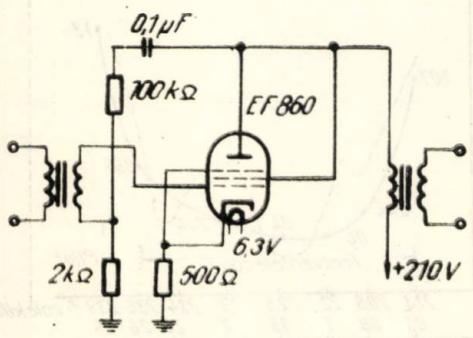



Fig. 3. *Schema etajului amplificator de joasă frecvență*

reacție este de 10 kΩ și foarte apropiată de a vechiului tub Bi, permițînd astfel o bună adaptare spre sarcină.

Curentul anodic reiese identic cu al tubului Bi și nu trebuie modificate șunturile anodice.

Spre a elimina oscilațiile parazite ce apar uneori la receptorul-pilot, se șuntează secundarul transformatorului de intrare cu o rezistență de 500 kΩ.

Ecartul armonicelor *2* și *3* ale acestui etaj în funcție de nivelul de ieșire al fundamentalei este indicat în figura 4.

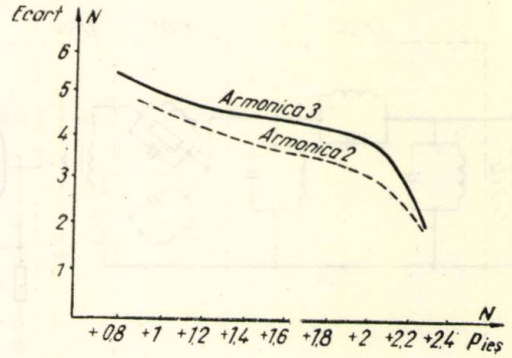



Fig. 4. *Ecartul armonicilor la amplificatorul de joasă frecvență modificat cu tub EF 860*

**2.5. Oscilatoarele pentru frecvențele purtătoare (fig. 5)**

Pentru fixarea corectă a frecvenței generate se folosește, cînd este posibil, compararea cu purtătorii sistemului MG 15, prin figurile Lissajoux obținute la un osciloscraf catodic. În restul cazurilor se utilizează puntea de frecvență calibrată după purtătorii MG 15. Pentru creșterea stabilității în timp a frecvenței generate, se mărește rezistența de contrareacție din catodă la 2 kΩ, panta mai mare a noului tub permițînd o reacție negativă mai adîncă.

Pentru prevenirea oscilațiilor parazite pe frecvențe foarte înalte, se montează rezistențe mici în serie cu grila de comandă și cu anoda.

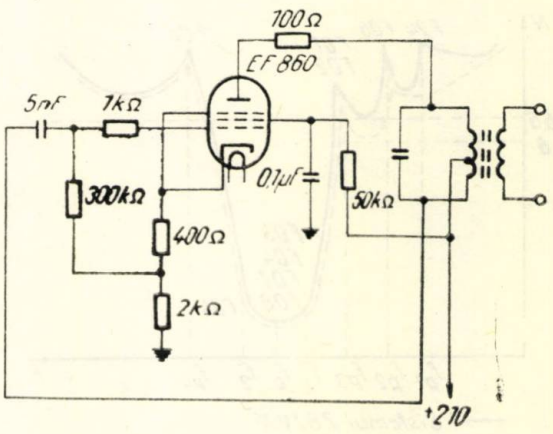



Fig. 5. *Schema oscilatorului de frecvență purtătoare*

Buna funcționare a oscilatorului se verifică astfel: se introduce tubul electronic rece în soclul său și se privește acul instrumentului ce indică curentul anodic. Acesta crește încet pe măsură ce tubul se încălzește, iar cînd atinge jumătatea indicației finale trebuie să aibă un mic salt rapid înapoi, înainte de a crește mai

departe. Saltul rapid indică intrarea în oscilație, care trebuie să se producă la un curent anodic mai mic decît cel normal, spre a avea un coeficient de siguranță pentru îmbătrînirea ulterioară a tubului electronic.

ce provoacă diafonie în căile vecine. Cauza este numărul insuficient de celule din schema filtrului.

Versiunea mai nouă a sistemului ME 8, denumită Z 8 V 16, adaugă o nouă celulă (*F* 24) la

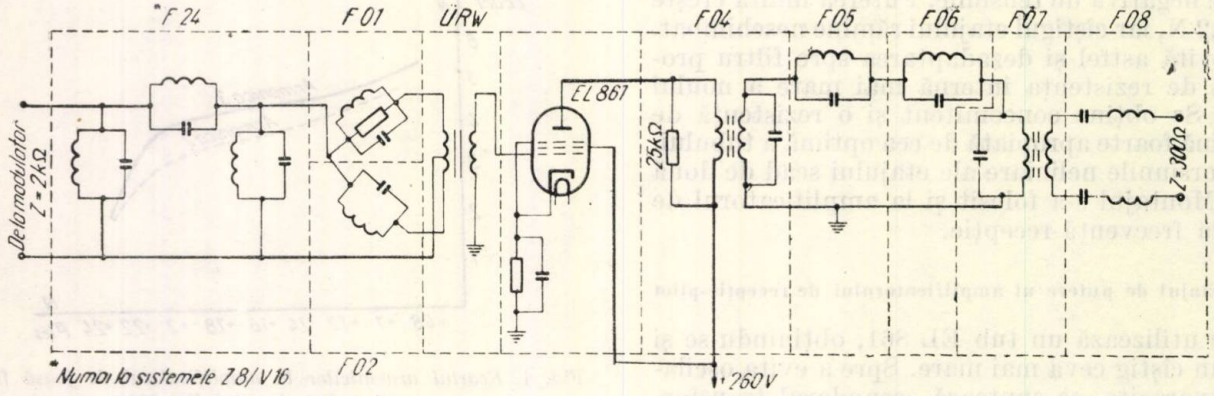



Fig. 6. *Filtru de bandă de emisie al căii ME8*

**2.6. Oscilatorul-pilot**

Schema sa este asemănătoare cu a oscilatorului de purtători. Se intercalează în montajul original o rezistență de negativare automată de 400 Ω și o rezistență de contrareacție de curent de 1 kΩ.

De obicei, după modificarea cu noul tub, frecvența oscilatorului-pilot crește, fiind necesară corectarea prin condensatoare mici în derivație pe circuitul oscilant.

Se execută concomitent și înlocuirea tubului stabilizator al tensiunii anodice de tip STV 150/15 cu tubul miniatură SG 1 P.

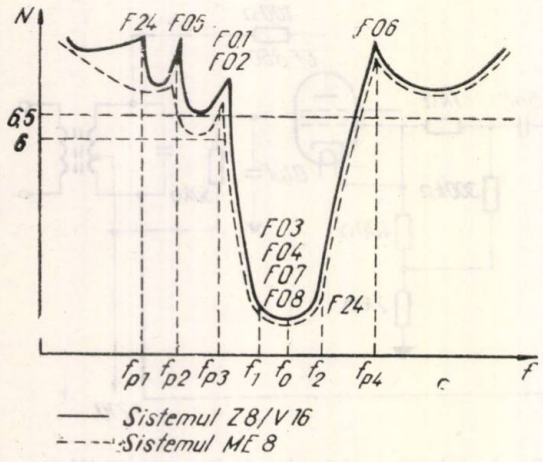



Fig. 7. *Atenuarea tip a filtrului de bandă tip ME 8 cu indicarea celulelor corespunzătoare*

**2.7. Verificarea filtrelor de bandă**

Sistemul ME 8 prezintă în exploatare o diafonie între căi, provocată de filtrele de bandă. Atenuarea acestor filtre în zona de blocare este destul de redusă, avînd minime de 6 N în zone

filtrele de bandă, cu un pol suplimentar în zona inferioară. Minimele de atenuare cresc la 6,5 N, totuși diafonia este încă supărătoare. În figura 6 se arată schema de principiu a filtrului de emisie, iar în figura 7 forma tipică a curbei de atenuare.

În timp, apar variații ale condensatoarelor și inductanțelor care schimbă frecvențele de rezonanță a celulelor și afectează atît poziția polilor cît și atenuarea în zona de trecere. Pentru realinierea filtrelor se dau în tabela 1 frecvențele de rezonanță calculate pentru celulele componente. Atenuarea în bandă reiese mai constantă și atenuarea în zona de blocare mai mare, față de filtrul corectat după normele din „Descrierea

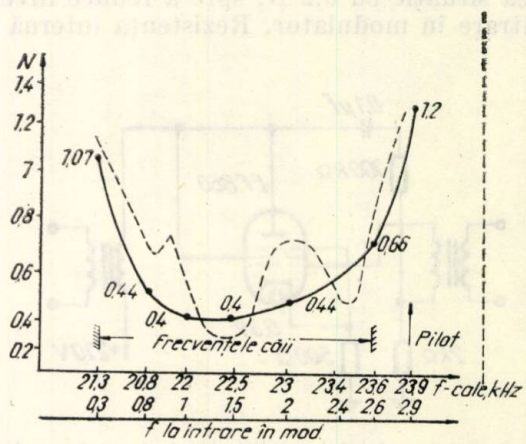



Fig. 8. *Atenuarea unui filtru de bandă înainte și după reacordare*

sistemului ME 8" (ediția 1953). În figura 8 se arată comparativ atenuarea în zona de trecere a unui filtru de bandă reacordat.

Măsurarea corectă a atenuării filtrelor de bandă este arătată în figura 9.

În exploatare se măsoară echivalentul căii în funcție de frecvență la ulincurile $S$ (pentru ramura de emisie) și $E$ (pentru recepție) în mod

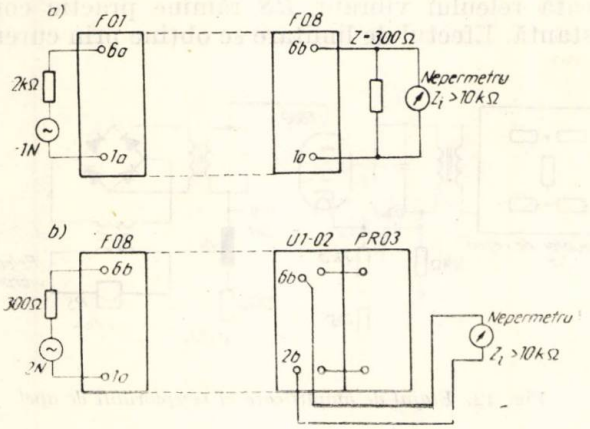



Fig. 9. *Măsurarea atenuării filtrelor de bandă la sistemul ME 8 :*
a) de emisie ; b) de recepție.
Observații : la sistemul Z 8/V 16 în ramura de emisie, oscilatorul se aplică la boxa F 24 bornele 6 a – 1 a

eronat pe impedanța de 600 Ω. Deoarece conectarea filtrelor de bandă spre filtrul direcțional (fig. 10), se realizează prin rezistențe de decuplare, măsurarea corectă se face terminînd ulincurile de emisie $S$ pe 175 Ω (sau, cu o mică eroare, pe 150 Ω), iar la recepție generatorul conectat la ulincurile $E$ trebuie să aibă rezistență internă de 175 Ω (sau, în lipsă, de 150 Ω) Valorile astfel obținute corespund bine (±0,05 N) cu măsurătorile efectuate la ieșirea spre linie a filtrului direcțional, pe 600 Ω.

### 2.8. Zgomotul de fond al căii

Se constată că nivelul de zgomot la capătul de recepție este cuprins între —4,5 și —6 N, valorile mai rele găsindu-se la căile situate deasupra panourilor redresoarelor.

Analizînd selectiv structura zgomotului, se constată o componentă moderată de 100 Hz provenită din redresorul anodic și o componentă mai mare de 50 Hz. Aceasta este

*Tabela 1*

| Calea | Circuite acordate derivație | | | | | | | Circuite acordate serie |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Fl—01 (6, *a*—6, *b*) | Fl—02 (6, *a*—6, *b*) | Fl—03 (1, *b*—6, *b*) / Fl—04 (1, *b*—6, *b*) / Fi—07 (1, *a*—6, *b* | Fl—05 (6, *a*—6, *b*) | Fl—06 (6, *a*—6, *b*) | F—24 (*) (6, *a*—1 *a*, 6, *d*—1, *d*) | F—24 (*) (6, *a*—1 *a*, și 6, *d*—1, *d*) | Fl—08 (6, *a*—6, *b*) / Fl—05 (6, *a*) în serie cu Fl—06 (6,*b*) |
| A 1 | 8,9 | 6,2 | 7,4 | 5,05 | 11,1 | — | — | 7,4 |
| A 2 | 11,9 | 9,2 | 10,4 | 8,00 | 14,00 | 6,4 | 11,8 | 10,4 |
| A 3 | 15,00 | 12,2 | 13,5 | 11,00 | 17,00 | 9,3 | 14,8 | 13,5 |
| A 4 | 18,00 | 15,2 | 16,5 | 14,05 | 20,00 | 12,4 | 17,8 | 16,5 |
| A 5 | 21,00 | 18,2 | 19,5 | 17,05 | 23,00 | 15,4 | 20,8 | 19,5 |
| A 6 | 24,05 | 21,2 | 22,5 | 20,1 | 26,00 | 18,4 | 23,8 | 22,5 |
| A 7 | 27,10 | 24,2 | 25,5 | 23,15 | 29,00 | 21,4 | 26,8 | 25,5 |
| A 8 | 30,1 | 27,2 | 28,5 | 26,15 | 32,00 | 24,4 | 29,8 | 28,5 |
| B 1 | 39,3 | 36,2 | 37,5 | 35,3 | 41,00 | 33,4 | 38,8 | 37,5 |
| B 2 | 42,3 | 39,2 | 40,5 | 38,3 | 44,00 | 36,4 | 41,8 | 40,5 |
| B 3 | 45,3 | 42,2 | 43,5 | 41,3 | 47,00 | 39,4 | 44,8 | 43,5 |
| B 4 | 48,4 | 45,2 | 46,5 | 44,3 | 50,00 | 42,4 | 47,8 | 46,5 |
| B 5 | 51,4 | 48,3 | 49,5 | 47,3 | 53,00 | 45,4 | 50,8 | 49,5 |
| B 6 | 54,4 | 51,3 | 52,5 | 50,3 | 56,00 | 48,4 | 53,8 | 52,5 |
| B 7 | 57,4 | 54,3 | 55,5 | 53,3 | 59,00 | 51,4 | 56,8 | 55,5 |
| B 8 | 60,4 | 57,3 | 58,5 | 56,3 | 62,00 | 54,4 | 59,8 | 58,5 |

(*) Numai la sistemul Z 8V16.

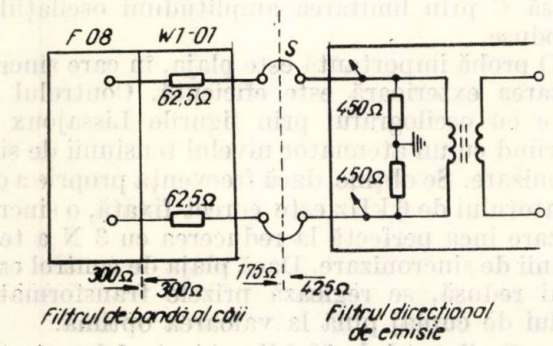



Fig. 10. *a. Impedanțele în circuitele de cuplare ale căilor ME 8 la emisie*

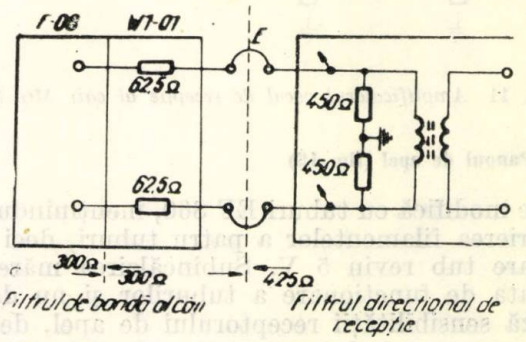



Fig. 10 b. *Impedanțele în circuitele de cuplare ale căilor ME 8 la recepție*

provocată de fluxul de dispersie al transformatoarelor de rețea din panoul redresorului, care induce o tensiune perturbatoare în înfășurările transformatorului de intrare al amplificatorului de joasă frecvență. Efectul este mai puțin sensibil în ramura de emisie, deoarece la ieșirea amplificatorului respectiv există un filtru trece-sus cu frecvență de tăiere de 150 Hz.

Prin schimbarea cu 180° a poziției în boxă a transformatorului de intrare din ramura de recepție, nivelul tensiunii induse scade cu 0,7... ...1,2 N.

O altă sursă de zgomot este filtrajul slab al tensiunii de semnalizare de —24 V, care induce în releele căii tensiuni perturbatoare. Se recomandă montarea unui condensator de 1 000 μF la ieșirea redresorului de semnalizare, reducîndu-se zgomotul uneori chiar cu 0,5 N.

### 3. MODERNIZAREA SISTEMULUI MG 15

Sistemul MG 15 se alimentează cu tensiuni stabilizate de 21 V pentru filament și 212 V pentru anodă.

#### 3.1. Amplificatorul vocal de recepție

Pentru menținerea cîștigului și rezistenței interne a etajului cu noul tub IF 860, reducerea distorsiunilor neliniare și eliminarea condensatoarelor electrolitice de negativare, se realizează (fig. 11) un montaj cu reacție negativă de curent, printr-o porțiune nedecuplată a rezistenței catodice.

Cîștigul se menține la 5,4 N. Egalizarea căii nu este afectată de modificarea etajului. Distorsiunea neliniară scade de la 7% la 4%.

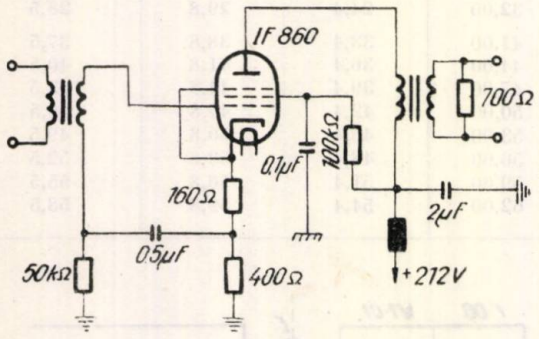



Fig. 11. *Amplificatorul vocal de recepție al căii MG 15*

#### 3.2. Panoul de apel (fig. 12)

Se modifică cu tuburi EF 860, menținîndu-se înserierea filamentelor a patru tuburi, deci pe fiecare tub revin 5 V. Subîncălzirea mărește durata de funcționare a tuburilor și nu dăunează sensibilității receptorului de apel, deoarece panta tubului este mare. Se folosește o reacție negativă de curent. Tubul e conectat ca triodă spre a da o rezistență internă moderată.

Modificarea panoului de apel a fost atent studiată ca limitator : pentru niveluri de recepție mai mari decît —0,8 N, tensiunea de ieșire aplicată releului vibrant *RS* rămîne practic constantă. Efectul de limitare se obține prin curent

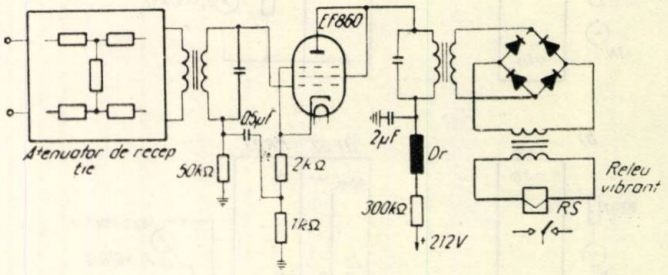



Fig. 12. *Etajul de amplificare al receptorului de apel*

de grilă și tensiunea anodică redusă la 60 V, datorită rezistenței de 300 kΩ din circuitul anodic.

Se execută și reacordarea pe 20 Hz a releului vibrant *RS*, înseriindu-se cu acesta un oscilator decadic 1281/*S*, ce furnizează —1 N/150 Ω și un miliampermetru de curent alternativ. Variind frecvența oscilatorului, se observă un minim de curent absorbit cînd frecvența oscilatorului coincide cu frecvența proprie de rezonanță mecanică a releului vibrant. Se deplasează piuițele de reglaj pînă cînd frecvența minimului de curent este chiar 20 Hz. Metoda este simplă și precisă (±0,2 Hz).

Se verifică și sensibilitatea globală a receptorului de apel, fixîndu-se între 1,2 N și 1,6 N.

#### 3.3. Oscilatoarele de generare a frecvențelor purtătoare

Modificarea se execută în ordinea următoare :

— *Oscilatorul de 6 kHz.* Conține un tub 1L 861 montat ca oscilator în clasa *C*, cu sincronizare exterioară prin armonica a 2-a a frecvenței de 3 kHz. Oscilatorul are reacție inductivă, reglabilă, din prizele unei rezistențe.

Criteriul corect de reglare este tensiunea suplimentară de negativare (circa 2 V), obținută prin curentul de grilă la bornele unui grup *RC*. Această tensiune asigură funcționarea stabilă în clasă *C* prin limitarea amplitudinii oscilațiilor produse.

O probă importantă este plaja, în care sincronizarea exterioară este eficientă. Controlul se face cu osciloscopul prin figurile Lissajoux și variind cu un atenuator nivelul tensiunii de sincronizare. Se obține, dacă frecvența proprie a oscilatorului de 6 kHz este corect fixată, o sincronizare încă perfectă la reducerea cu 3 N a tensiunii de sincronizare. Dacă plaja de control este mai redusă, se reglează prizele transformatorului de cuplaj pînă la valoarea optimă.

— *Oscilatorul de 60 kHz.* Acesta folosește rezonanța serie a cristalului de cuarț montat în circuitul de reacție. Se reglează gradul de reacție

după montarea noului tub IL 861, spre a se obține 2 V negativare prin curent de grilă.

Se fixează condensatorul C 243 la mijlocul pozițiilor extreme la care oscilatorul iese din oscilație.

— *Oscilatorul de 3 kHz.* S-a căutat ca acest generator să debiteze suficientă putere pentru alimentarea a încă unui sistem alăturat, dacă oscilatorul corespunzător al acestuia s-a defectat. În acest scop s-au montat două tuburi IL 861 în paralel (cu rezistențe catodice individuale), reducîndu-se astfel rezistența internă echivalentă, și s-a ales o priză optimă la transformatorul de ieșire.

Verificarea sincronizării oscilatorului se face tot prin osciloscraf și atenuator. Plaja maximă de sincronizare se obține cînd nivelul tensiunii de sincronizare, măsurat în terminal la ieșirea filtrului trece-jos de 3 kHz, este cuprins între 0 N și +0,3 N. Ajustarea optimă se face din prizele transformatorului Ü 163.

### 3.4. Amplificatoarele de armonice

La amplificatorul de armonice pare se produce dublarea frecvențelor armonice generate în inductanța cu miez saturat de permalloy. În amplificatorul de armonice impare nu se produce dublarea frecvențelor, deoarece tuburile sînt montate în contratimp.

A fost necesară punerea în paralel a două tuburi IL 861 în locul fiecărui tub original E 2 c, spre a se asigura puterea considerabilă necesară la ieșire. Amplificatoarele lucrează în clasă C, cu un curent de grilă apreciabil. Spre a evita oscilațiile pe frecvențe mari, se șuntează secundarele transformatorului de intrare cu rezistențe de 100 kΩ.

La amplificatoarele de armonice pare s-a constatat, în montajul original, o oscilație parazită cu frecvența de 115 kHz, cauzată de reacția pozitivă prin capacitatea parazită anod-grilă de comandă.

Sarcina acestui amplificator este formată din filtrele de bandă ale frecvențelor purtătoare, a

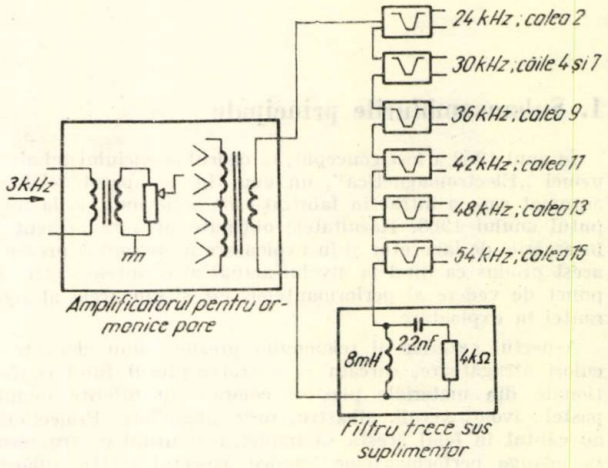



Fig. 13. *Montajul pentru eliminarea oscilațiilor parazite la amplificarea de armonici pare*

căror impedanță de intrare este reactivă și mică în afara zonei de trecere. Astfel, amplificatorul lucrează aproape în scurtcircuit la frecvențe peste 60 kHz, apărînd oscilațiile arătate, ce consumă din puterea utilă. Introducînd (fig. 13) în serie cu filtrele de purtătoare o semicelulă trece-sus cu terminație, oscilația a dispărut și nivelul frecvențelor purtătoare a crescut cu 0,15...0,2 N.

BIBLIOGRAFIE

[1] HENKLER, O.: *„Übertragungstechnik im Fernmelde-Weitverkehr"*, VEB Verlag Technik,—Berlin, 1956.
[2] LANGFORD-SMITH, F.: *„Radio Designers' Handbook"* Illiffe-London, 1953.
[3] MOLE, J. H.: *„Filter design data for communications engineers"*, Spon-London, 1952.

Ing. FREDERIC OCTAVIAN MANGIUREA

# Aparatul telefonic automat fabricat de uzina „Electromagnetica" București

## 1. Subansamblurile principale

În anul 1962 a fost conceput, în cadrul serviciului tehnic al uzinei „Electromagnetica", un nou tip de aparat telefonic automat care a intrat în fabricație de serie încă de la începutul anului 1963. Rezultatele obținute pînă în prezent la încercările de laborator și în exploatare ne permit a prezenta acest produs ca fiind la nivelul actual al cerințelor, atît din punct de vedere al performanțelor, cît și din acela al siguranței în exploatare.

Aspectul exterior al telefonului prezintă linii elegante și culori atrăgătoare, carcasa și microreceptorul fiind confecționate din materiale plastice colorate în diferite nuanțe pastel: ivoar, vernil, albastru, roșu, negru etc. Proiectanții au căutat în felul acesta să împletească utilul cu frumosul, să adauge performanțelor tehnice aspectul estetic plăcut, adaptabil oricărui tip de interior, atît pentru locuințe cît și pentru instituții de stat, uzine etc.

În figura 1 este reprezentată o fotografie a noului tip de aparat telefonic.

Carcasa telefonului poate fi confecționată în două variante care permit ca microreceptorul să fie așezat fie într-o singură poziție, fie în două poziții.

Datorită utilizării corespunzătoare a maselor plastice, greutatea noului tip de telefon a scăzut de la 2,150 kg la 1,6 kg, ceea ce reprezintă o scădere în greutate de peste 25 %.

Noul tip de aparat telefonic este prevăzut cu o sonerie a cărei intensitate sonoră poate fi reglată.

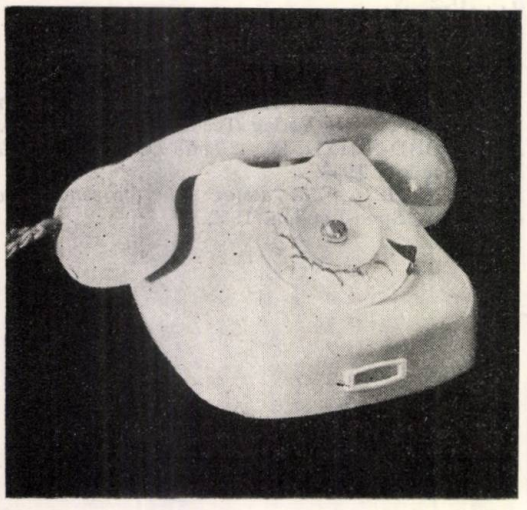


Fig. 1. *Fotografia noului tip de aparat telefonic automat*

**Principalele subansambluri ale telefonului automat**

*Discul de apel.* Discul de apel al acestui tip de telefon a fost realizat într-o variantă nouă. Atît discul perforat cît și placa cu cifre sînt confecționate în întregime din mase plastice. Regulatorul de turație este mult simplificat față de cel al vechiului tip, iar impulsurile sînt realizate cu ajutorul unei came simple din masă plastică care acționează contactele impulsoare. În figura 2 este reprezentată schema electrică a impulsorului.

Funcționarea corectă a discului în timp este determinată și de reglajul mecanic corespunzător. Pentru contactele impulsoare (*2* și *4*) forța de apăsare trebuie să fie cuprinsă între 30 și 40 gf., iar pentru celelalte contacte cel puțin 20 gf. Distanța minimă dintre contacte trebuie să fie de 0,2 mm, lamelele trebuind de asemenea să aibă o însoțire de 0,2 mm.

Deosebit de importantă este folosirea unor materiale izolante corespunzătoare. Rezistența de izolament se verifică cu un

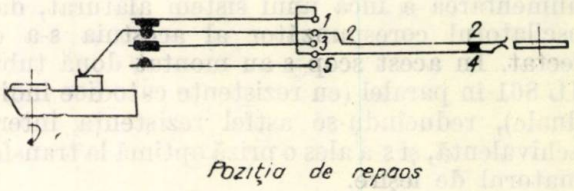



Fig. 2. *Schema electrică a impulsorului*

megohmetru electronic sub o tensiune continuă de 100—250 V. Valoarea rezistenței de izolament măsurată trebuie să depășească 1 MΩ la 20 ±5°C și umiditate relativă 65 ± 15 %.

Rigiditatea dielectrică a discului se verifică cu o tensiune de 500 V, 50 Hz. Izolația este corespunzătoare dacă discul rezistă fără să se străpungă la această tensiune aplicată timp de un minut.

Condiția funcțională cea mai importantă a discului este de a efectua zece întreruperi de curent în timp de 0,9—1,1 s.

Caracteristicile de mai sus se verifică în laborator cu ajutorul inscriptorului de impulsuri.

Timpul de funcționare al discului pentru zece impulsuri (corespunzător formării cifrei „zero") se verifică în atelier prin mai multe metode: cu ajutorul unui frecvențmetru alimentat în curent continuu și prevăzut cu un totalizator de impulsuri, prin încărcarea unui condensator la toate cele zece impulsuri și măsurarea tensiunii totale la bornele condensatorului sau printr-o metodă de comparație folosind două discuri etalon reglate la viteza minimă și maximă de funcționare.

La controlul final este necesară urmărirea atît a vitezei și mărimii impulsiilor cît și a raportului dintre impulsii și pauze, fiind necesar inscriptorul de impulsii. În figura 3 este reprezentat un tren de impulsii, înregistrat cu ajutorul inscriptorului.

*Parametrii impulsiilor.* Pentru executarea a zece impulsii este necesar timpul

$$T_{10} = 1\,000 \text{ ms} \pm 10\,\%$$

Se definește coeficientul de impuls $K$ egal cu raportul dintre timpul de întrerupere și timpul de stabilire. Valoarea lui trebuie să fie cuprinsă între 1,3 și 1,9.

La discul tip „Electromagnetica" timpul de întrerupere este timpul de impulsii ($t_i$) iar timpul de stabilire este timpul de pauză ($t_p$)

$$K = \frac{t_i}{t_p}$$

Un singur impuls complet are durata $t_c = t_i + t_p = \frac{T_{10}}{10}$.

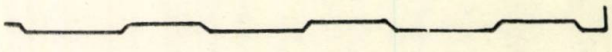


Fig. 3. *Reprezentarea unui tren de impulsii*

Înregistrînd, cu ajutorul unui inscriptor de impulsii, impulsiile date de disc avem, — considerînd viteza inscriptorului $v_i = 1/4$ mm/ms (250 mm/s);

— lungimea unui impuls $l_i = 1/4\, t_i$,
— lungimea unei pauze $l_p = 1/4\, t_p$.

La înregistrarea cifrei zero, ultima pauză nu se mai poate determina ca lungime fiind o stare permanentă a discului. Corespunde timpul $T_1 = 10\ t_i + 9\ t_p$ și lungimea

$$L_1 = \frac{1}{4}\ T_1 .$$

Calculînd mărimile definite, avem :

| Parametrul de verificat | $T_{10}$ | $L_{10}$ | $T_1$ | $L_1$ | $ti$ | $li$ | $tp$ | $lp$ | $tc$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Unităţi | ms | mm | ms | mm | ms | mm | ms | mm | ms |
| Minim | 900 | 225 | 852,2 | 213,05 | 50,9 | 12,7 | 31,03 | 7,75 | 90 |
| Optim | 1 000 | 250 | 963,4 | 240,85 | 61,6 | 15,4 | 38,6 | 9,65 | 100 |
| Maxim | 1 100 | 275 | 1068,97 | 267,24 | 72,06 | 18,01 | 47,8 | 11,95 | 110 |

Pentru calculul valorilor optime s-a considerat :

$$K_{opt} = \frac{K_{min} + K_{max}}{2}$$

La calculul lui $t_{i\ min}$ s-a luat în considerare $T_{10\ min}$ și $K_{min}$.
La calculul lui $t_{p\ min}$ s-a considerat $T_{10\ min}$ și $K_{max}$.
Pentru $t_{i\ max}$ s-a considerat $T_{10\ max}$ și $K_{max}$.
Pentru $t_{p\ max}$ s-a considerat $T_{10\ max}$ și $K_{min}$.

În practică coeficientul de impuls este o constantă care depinde de caracteristicile constructive ale camei din masă plastică care acţionează contactele. Uzura acestei came este posibilă numai în proporţia asigurării raportului dintre pauză şi impuls şi a timpilor limită pentru pauză şi impulsuri.

Nerespectarea vitezei de rotaţie a discului şi a raportului dintre impuls şi pauză conduce la o selecţie eronată în centrala telefonică.

## 2. Capsula receptoare

Tipul de capsulă receptoare descris poate fi utilizat atît la aparatele telefonice automate cît şi la aparatele cu baterie locală sau tip „baterie centrală".

Rezistenţa în curent continuu a capsulei trebuie să fie de 80 Ω ± 15 %. În curent alternativ la frecvenţa de 1 000 Hz se verifică impedanţa capsulei care trebuie să fie cuprinsă între 200 şi 400 Ω.

Sensibilitatea capsulei reprezintă proba cea mai importantă, deoarece de ea depinde audiţia corespunzătoare. Echivalentul de referinţă faţă de SFERT este cuprins între 0 şi 8 dB. Capsulele receptoare sînt livrate în două categorii de la 0—6 dB şi peste 6 dB.

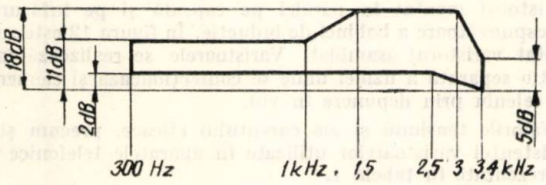



Fig. 4. *Plaja de întindere a curbei de răspuns*

În figura 4 este reprezentată plaja în care trebuie să se încadreze curba de răspuns, iar în figura 5 este reprezentată limita ce nu poate fi depăşită de curba de răspuns.

Verificarea sensibilităţii capsulei receptoare se face cu ajutorul montajului arătat în figura 6.

În locaşul prevăzut în urechea artificială se montează capsule receptoare. Generatorul va alimenta microfonul urechii artificiale cu aproximativ 10 V.

Controlul eficacităţii la recepţie se efectuează prin măsurarea tensiunii de ieşire a urechii artificiale cu ajutorul unui voltmetru electronic. Tensiunea la bornele capsulei este sub 100 mV (respectiv pentru capsulele de cat. I minimum 40 mV şi pentru capsule de cat. II 80—100 mV). Cu ajutorul unui distorsiometru cu citire directă, se verifică la frecvenţa de 800 Hz şi tensiunea de 1 V, ca distorsiunile neliniare produse de capsulă să fie mai mici de 5 %.

Pentru verificări rapide se poate efectua o probă de audiţie folosind o linie artificială cu atenuare de 3—4 N.

## 3. Capsula microfonică

Capsula microfonică fabricată de Uzina „Electromagnetica" este de tip cu cărbune.

Atunci cînd capsula microfonică este alimentată cu un curent continuu de 40 mA în poziţie verticală şi asupra membranei se exercită o presiune de 10,75 μb la o frecvenţă variabilă între 200 şi 4 000 Hz, rezistenţa statică este cuprinsă între 70 şi 170 Ω, iar rezistenţa dinamică cuprinsă între 80—180 Ω.

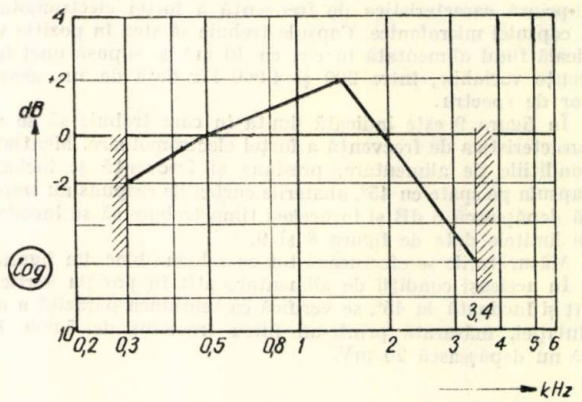



Fig. 5. *Limita admisibilă a curbei de răspuns*

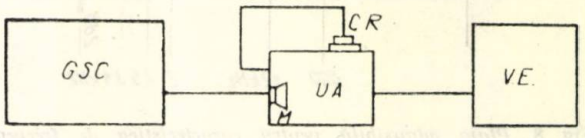



Fig. 6. *Schema bloc de verificare a eficacităţii la recepţie a capsulelor receptoare* :

GSC — generator de spectru continuu ; VA — urechea artificială ; CR — capsula receptoare ; VE — voltmetru electronic ; D — difuzor ; M — microfon electrodinamic

Măsurarea rezistenței statice și dinamice a capsulei microfonice se efectuează cu ajutorul schemei bloc din figura 7.

Rezistența dinamică se verifică prin conectarea generatorului de spectru variabil la gura artificială, care asigură pre-

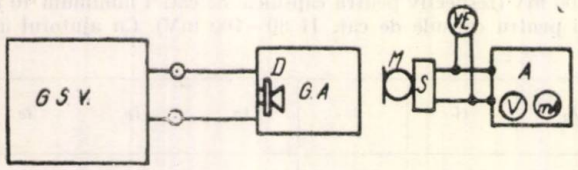



Fig. 7. *Schema bloc pentru măsurarea rezistenței statice și dinamice și pentru determinarea sensibilității capsulelor microfonice*

GSV – generator de spectru vocal; GA – gură artificială; D – difuzor; M – capsula microfonică de verificat; S – suportul capsulei; A – alimentator; VE – voltmetru electronic

siunea de 10,75 μb. Alimentînd capsula cu un curent constant de 40 mA, voltmetrul *V* trebuie să dea o indicație cuprinsă între 3,2 și 7,2 V spre a se asigura rezistența dinamică între 80 și 180 Ω. Rezistența statică se verifică în mod similar cu generatorul de spectru deconectat, tensiunea măsurată trebuind să fie cuprinsă între 2,8 și 6,8 V.

Pentru a se obține o măsurătoare corectă este necesar a se aștepta aproximativ 10 min de la aplicarea curentului de 40 mA deoarece, în general, grafitul își micșorează rezistența datorită încălzirii provocate de trecerea curentului. În poziția cea mai defavorabilă a microfonului se asigură un curent de 20 mA suficient pentru atragerea releului de abonat.

Pentru a se evita tasarea prafului în condițiile verificării rezistenței dinamice, se efectuează o pregătire anterioară a capsulelor supunîndu-le unei presiuni sonore mai mari (50 μb) timp de aproximativ 11 s înaintea măsurătorii propriu-zise.

În figura 8 este reprezentată plaja în care trebuie să fie cuprinsă caracteristica de frecvență a forței electromotoare a capsulei microfonice. Capsula trebuie să stea în poziție verticală fiind alimentată în c.c. cu 40 mA și supusă unei frecvențe variabile, între 200 și 4 000 Hz dată de un generator de spectru.

În figura 9 este indicată limita în care trebuie să se afle caracteristica de frecvență a forței electromotoare. Menținînd condițiile de alimentare, presiune și frecvență și înclinînd capsula pe spate cu 45°, abaterile curbei de răspuns nu trebuie să depășească 6 dB și în același timp trebuie să se încadreze în limitele date de figura 8 și 9.

Măsurătorile se efectuează tot cu schema bloc din figura 7. În aceleași condiții de alimentare atît în poziția verticală cît și înclinată la 45°, se verifică ca tensiunea parazită a modulației, măsurată printr-un filtru trece-sus de 5 000 Hz, să nu depășească 20 mV.

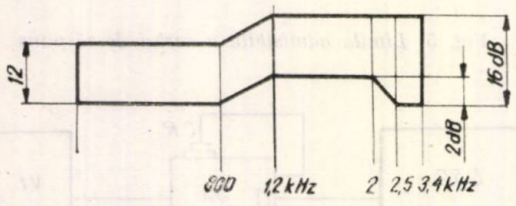



Fig. 8. *Plaja admisibilă pentru caracteristica de frecvență a f.e.m a capsulei microfonice*

## 4. Alte subansambluri ale telefonului automat

In figura 10 este reprezentat desenul de ansamblu al bobinei de inducție a telefonului automat. De asemenea, se dau datele constructive pentru fiecare înfășurare precum și rezistențele ohmice cu toleranțele admise.

La bornele bobinajului *II* ($R = 1\,400\ \Omega \pm 10\,\%$) este montată capsula microfonică, iar la bornele bobinajului *III* ($48\ \Omega \pm 10\,\%$) se află montată capsula receptoare.

Soneria popularizată este realizată cu ajutorul unui electromagnet cu miez din tole avînd 10 500 spire Cu Em Ø 0,11 și R = 800 Ω. Nivelul sonor dat de sonerie trebuie să fie de cel puțin 64 foni.

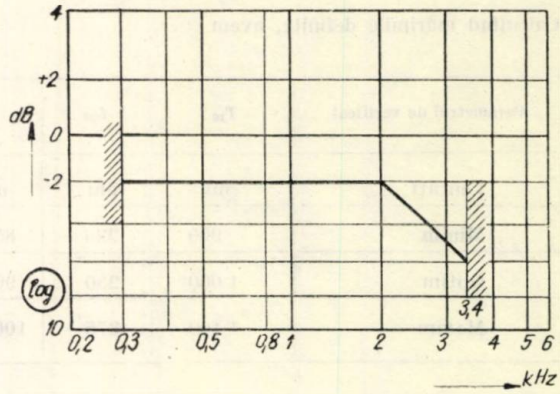



Fig. 9. *Limita admisibilă pentru caracteristica de frecvență a f.e.m.*

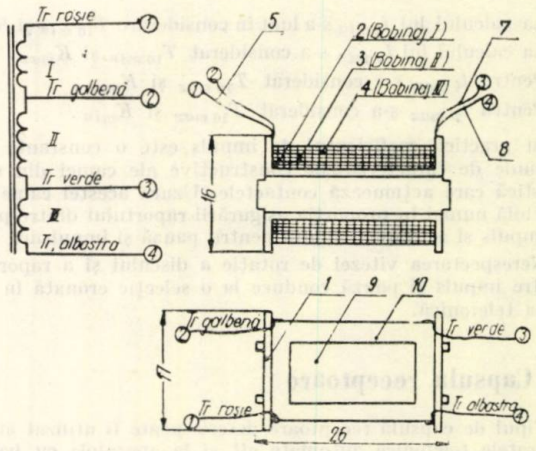



Fig. 10. *Schema de ansamblu al bobinei de inducție*:

1 – carcasa; 2 – bobinare I θ 0,12; 3 – bobinare II θ 0,10; 4 – bobinare III θ 0,12; 5, 6, 7 și 8 – conexiune 7 × 0,10; 9 – etichetă; 10 – înveliș exterior ≠ 0,1. (Toate bobinajele se fac în același sens fără hîrtie izolatoare între ele).

## 5. Asamblarea telefoanelor automate și B.C.

In figura 11 este reprezentată schema electrică a aparatului telefonic automat. Pentru a se evita zgomotele sau pocniturile supărătoare, capsula receptoare este protejată prin varistorul montat în paralel pe capsulă și pe înfășurarea corespunzătoare a bobinei de inducție. În figura 12 este reprezentat varistorul asamblat. Varistoarele se realizează într-o secție separată a uzinei unde se confecționează și elementele de seleniu prin depunere în vid.

Valorile tensiunii și ale curentului eficace, precum și ale rezistenței varistoarelor utilizate în aparatele telefonice sînt reprezentate în tabela 1.

În figura 13 *a* și *b* sînt reprezentate plajele în care trebuie să se încadreze caracteristicile tensiune-curent și tensiune-rezistență pentru aceste varistoare.

Telefoanele B.C. se echipează cu un disc fals.

Aparatul telefonic are prevăzut în interior un spațiu pentru introducerea unui amplificator cu tranzistoare, care să permită ridicarea nivelului la recepție cu minimum 8 dB.

În banda de asamblare în condițiile actuale se efectuează atît montarea unor subansambluri cît și reglarea mecanică

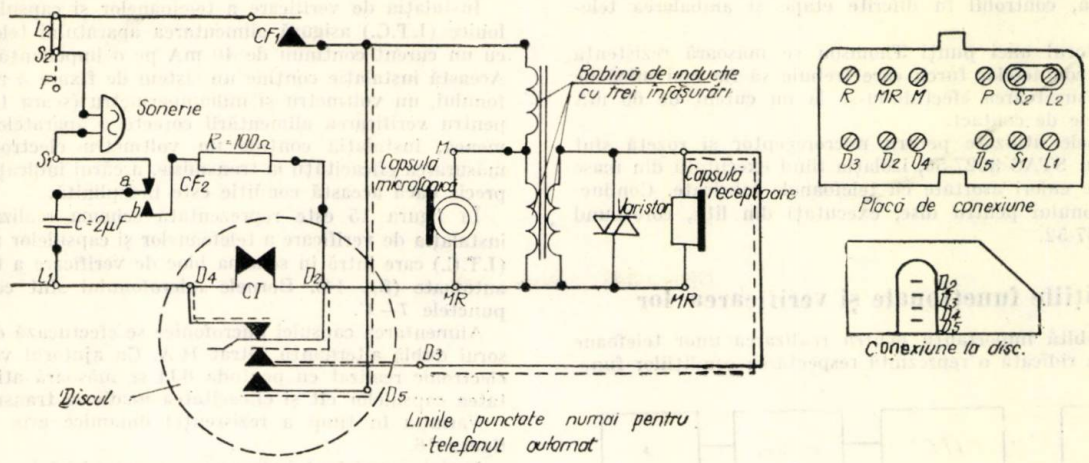



Fig. 11. *Schema electrică a aparatului telefonic automat*

(Pentru 2 abonați pe linie se mută puntea de legătură dintre bornele $S_2$ și $L_2$ la bornele $S_2$ și P. Pentru transformare în telefon BC se scoate discul de apel și se mută una din punțile de legătură între bornele $D_2$ și $D_4$.

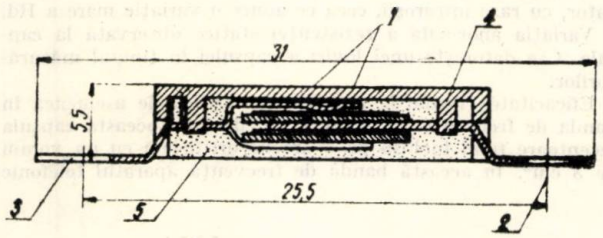



Fig. 12. *Varistor asamblat*:

1 — elemente de seleniu; 2 — terminal; 3 — terminal de stingere; 4 — cutie protectoare; 5 — masă de umplere.

*Tabela 1*

| Veff (V) 50 Hz | 0,24 | 0,4 | 0,45 | 0,5 | 0,56 | 0,65 | 0,75 | 1 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Ieff (mA) | $<0,3$ | $>0,4$ | $>1$ | $>2$ | $>4$ | $>10$ | $>20$ | $>40$ |
| $R = \frac{Veff}{Ieff}$ (Ω) | $>800$ | $<1000$ | $<450$ | $<250$ | $<140$ | $<65$ | $<37,5$ | $<25$ |

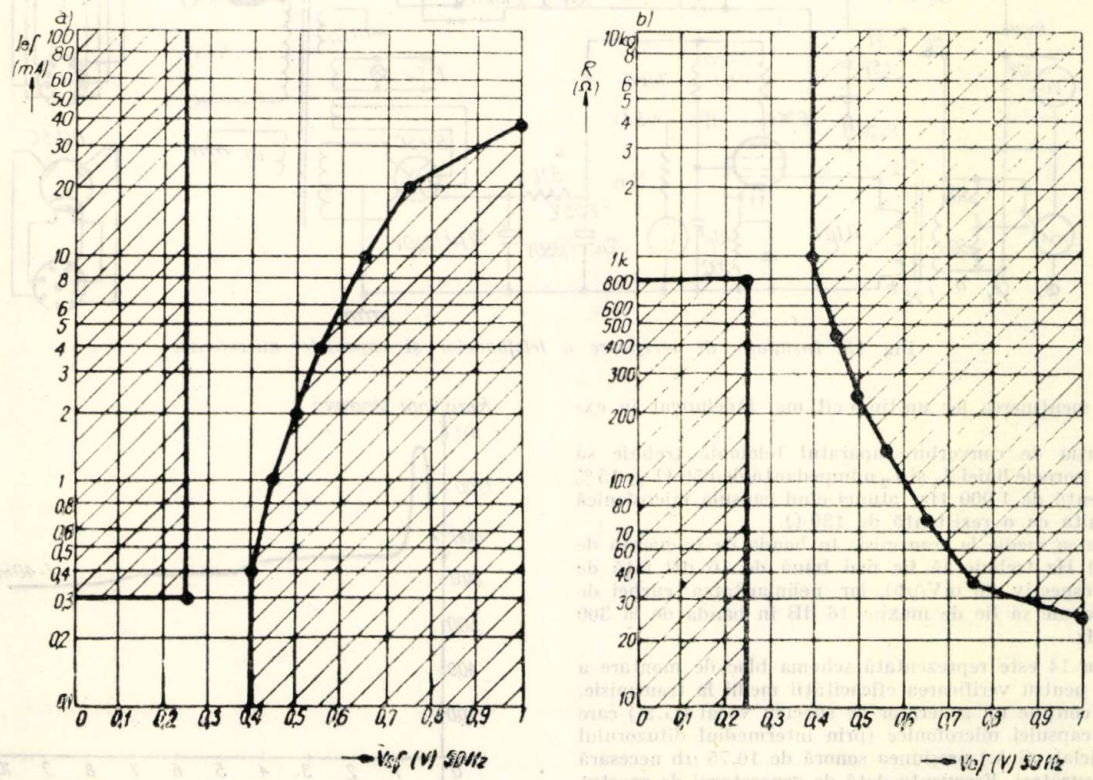



Fig. 13. *Caracteristicile de tensiune — curent și de tensiune — rezistență pentru varistoarele aparatului telefonic (caracteristicile corespunzătoare trebuie să fie în plajele nehașurate)*

şi electrică, controlul în diferite etape şi ambalarea telefoanelor.

Cu ajutorul unei punţi Thomson se măsoară rezistenţa ohmică a contactelor furcii care trebuie să fie mai mică de 0,2 Ω, măsurătoarea efectuîndu-se la un curent de 60 mA între lamele de contact.

Cordoanele utilizate pentru microreceptor şi rozetă sînt conform cu STAS 3527-56, izolaţia fiind executată din mase plastice de culori asortate cu telefoanele fabricate. Conductorii cordonului pentru disc, executaţi din liţă, corespund STAS 4037-52.

## 6. Condiţiile funcţionale şi verificarea lor

O deosebită importanţă pentru realizarea unor telefoane de calitate ridicată o reprezintă respectarea condiţiilor funcţionale şi menţinerea lor un timp cît mai îndelungat în exploatare.

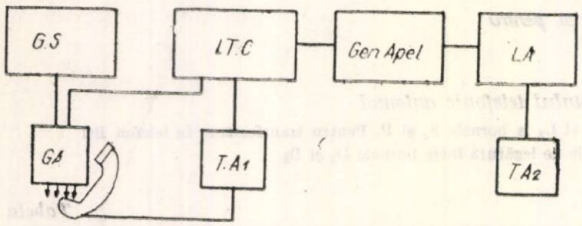



Fig. 14. *Schema-bloc de montare a aparatelor pentru verificarea eficacităţii medii la transmisie:*

LA – linie artificială cu diferite atenuări; GS – generator de spectru vocal cu ieşirea pe 15 Ω – 10 V; GA – gură artificială alimentată cu 10 V care dă o presiune acustică în punctul nodal de 10 μb; ITC – instalaţie de verificare a telefoanelor şi capsulelor microfonice; TA – telefonul automat de verificat; $TA_2$ – telefonul automat pentru convorbire; Gen. Apel – generatorul de apel fixat pe poziţia transmisă – convorbire.

În situaţia de convorbire aparatul telefonic trebuie să prezinte la bornele liniei $L_1$ şi $L_2$ o impedanţă de 650 Ω ± 15% la o frecvenţă de 1 000 Hz, atunci cînd capsula microfonică este înlocuită cu o rezistenţă de 130 Ω.

Eficacitatea medie la transmisie în banda de frecvenţă de 250–4 000 Hz trebuie să fie mai bună de 10 dB faţă de SFERT (respectiv 26 mV/μb), iar neliniaritatea curbei de răspuns trebuie să fie de maxim 16 dB în banda de la 300 la 3 400 Hz.

În figura 14 este reprezentată schema bloc de montare a aparatelor pentru verificarea eficacităţii medii la transmisie. Instalaţia conţine un generator de spectru vocal (G.S.) care transmite capsulei microfonice (prin intermediul difuzorului gurei artificiale G.A.) presiunea sonoră de 10,75 μb necesară pentru măsurători. Frecvenţa dată de generatorul de spectru trebuie să fie de 200–4 000 Hz dus şi întors într-o perioadă de 1 s iar tensiunea în sarcină trebuie reglată la 10 V.

Instalaţia de verificare a telefoanelor şi capsulelor microfonice (I.T.C.) asigură alimentarea aparatului telefonic $TA_1$ cu un curent continuu de 40 mA pe o impedanţă de 600 Ω. Această instalaţie conţine un sistem de fixare a rozetei telefonului, un voltmetru şi miliampermetru (scara 1–100 mA) pentru verificarea alimentării corecte a aparatelor. De asemenea, instalaţia conţine un voltmetru electronic pentru măsurarea eficacităţii la transmisie, a cărui indicaţie ne arată precis dacă această condiţie este îndeplinită.

În figura 15 este reprezentată schema realizată pentru instalaţia de verificare a telefoanelor şi capsulelor microfonice (I.T.C.) care intră în schema bloc de verificare a telefoanelor automate (fig. 14). Bornele microfonului sînt conectate la punctele *1–1'*.

Alimentarea capsulei microfonice se efectuează de la redresorul dublă alternanţă filtrat R.A. Cu ajutorul voltmetrului electronic realizat cu pentoda 6J4 se măsoară atît sensibilitatea capsulelor cît şi eficacitatea medie la transmisie.

Variaţia în timp a rezistenţei dinamice este arătată în figura 16.

Variaţia rezistenţei dinamice şi a rezistenţei statice a capsulelor microfonice în funcţie de curentul de alimentare pentru diverse capsule este arătată în figurile 17 şi 18.

Diferenţele de rezistenţă între capsule se datoresc umplerii intenţionate cu cantităţi diferite de grafit a săculeţelor capsulelor.

La capsula *5* s-a folosit un praf de grafit neuscat corespunzător, cu raze infraroşii, ceea ce aduce o variaţie mare a Rd.

Variaţia anormală a rezistenţei statice observată la capsula *4* se datoreşte unei loviri a capsulei în timpul măsurătorilor.

Eficacitatea medie la recepţie se verifică de asemenea în banda de frecvenţe 200–4 000 Hz, de data aceasta capsula receptoare fiind închisă pe o ureche artificială cu un volum de 3 cm³. În această bandă de frecvenţă aparatul telefonic

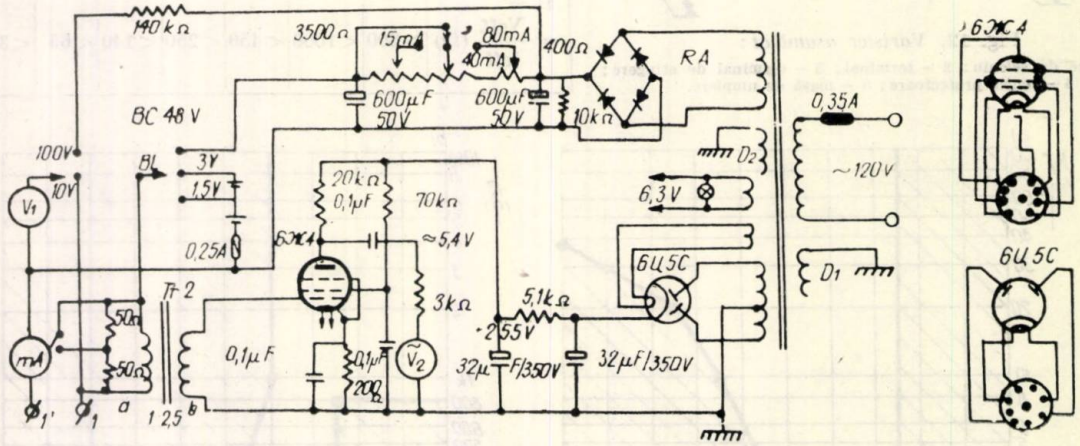



Fig. 15. *Instalaţie de verificare a telefoanelor şi capsulelor microfonice*

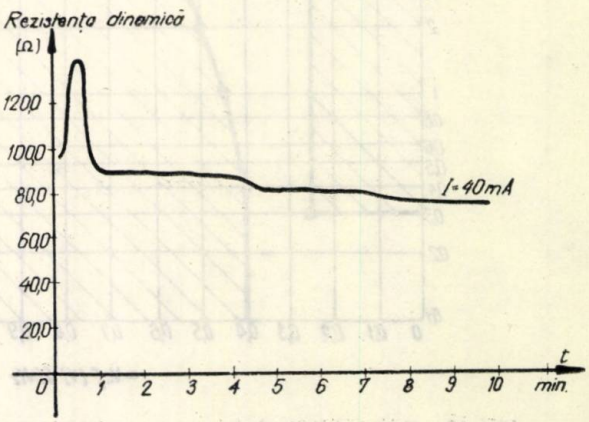



Fig. 16. *Variaţia în timp a rezistenţei dinamice pentru i = 40 mA*

trebuie să prezinte o eficacitate medie mai bună de +2 dB față de SFERT (30 μb/v).

În figura 19 este reprezentată schema bloc pentru verificarea eficacității medii la recepție.

Pentru curba de răspuns din banda 300—3 400 Hz, se admite o neliniaritate maximă de 18 dB.

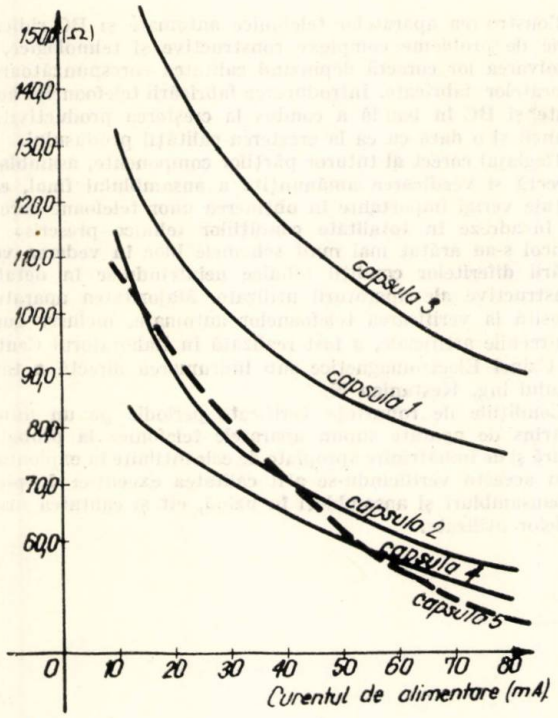



Fig. 17. *Curbele Rdin = f ($I_a$) pentru 5 capsule*

În banda de 200—4 000 Hz se admite ca efectul local să fie de maxim +2 dB, capsula microfonică fiind alimentată tot cu 40 mA iar aparatul închis pe o rezistență de 650 Ω.

Verificarea presiunii sonore a soneriei se efectuează cu schema bloc din figura 20. Generatorul de apel alimentează aparatul telefonic al cărui microreceptor e în furcă, cu 75 V —

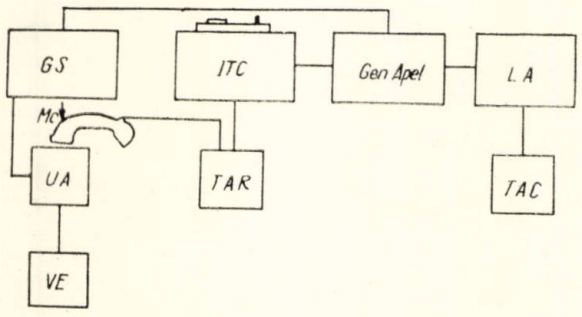



Fig. 19. *Schema-bloc pentru verificarea eficacității medii la recepție :*

TAC — telefonul automat de verificat ; LA — linie artificială cu atenuare reglabilă ; GS — generatorul de spectru vocal cu nivel de ieșire de 10 V ; VA — urechea artificială comutată pe 600 Ω ; Mc — microreceptorul aparatului telefonic apăsat cu aproximativ 1 kgf ; TAR — telefonul automat ; Gen. Apel — generator de apel ; VE — voltmetru electronic.

25 Hz. Microfonul sonometrului (*S*) se fixează la distanța de 1 m de telefonul automat (*TA*).

Sonometrul la rîndul lui se compune dintr-un redresor de alimentare, sonometrul propriu-zis și microfonul său.

Măsurătorile trebuie efectuate într-o cameră a cărui zgomot de fond nu trebuie să depășească nivelul de 60 foni. În aceste condiții soneria trebuie să dea un nivel sonor de minimum 65 foni pe poziția de intensitate sonoră maximă.

*Proba de audiție.* La proba de audiție se pot percepe anumite defecte din cauza unor contacte imperfecte la grupul de lamele

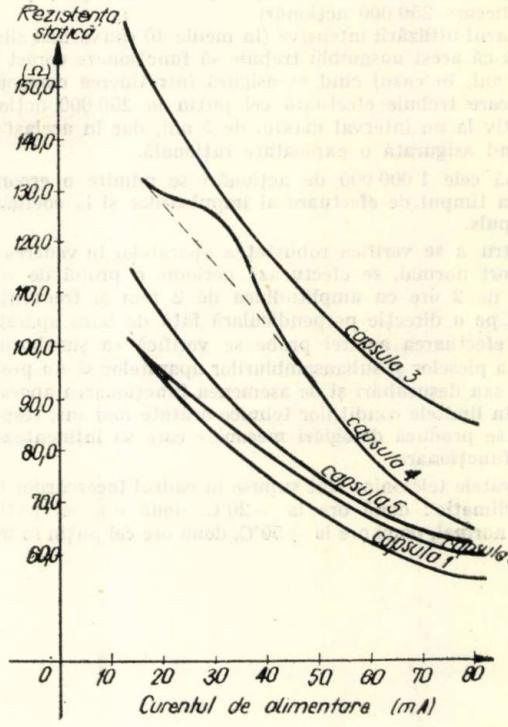



Fig. 18. *Diagrama $R_s = f (I_a)$*

sau din cauza varistoarelor care se manifestă prin pocnituri de scurtă durată în capsula receptoare sau a sacilor de grafit neermetici care au permis scurgerea unor cantități mici de grafit.

## 7. Condițiile de robustețe ale telefoanelor automate

Pentru asigurarea unei siguranțe corespunzătoare în funcționare un număr restrîns de telefoane sînt supuse în mod periodic unor încercări, stabilite în așa mod încît să corespundă condițiilor de exploatare îndelungată. Încercările se

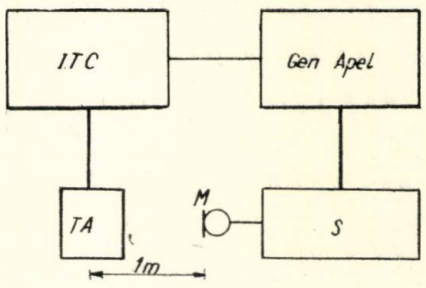



Fig. 20. *Schema-bloc de verificare a presiunii sonore a soneriei*

efectuează atît la omologarea produselor cît și la efectuarea unor schimbări importante constructive.

Pentru acționarea contactelor furcii au fost prevăzute un număr de 300 000 acționări. Considerînd că se efectuează

peste 40 acţionări ale furcii în medie pentru fiecare zi a anului, această probă corespunde funcţionării telefonului timp de 20 ani. După această probă se admite ca distanţa între contactele furcii şi presiunile pe contacte să varieze în limite de maximum 50%. Distanţa iniţială între contactele furcii este de 0,3 mm şi o însoţire a lamelelor de 0,2 mm.

Pentru discul de apel se prevăd un milion acţionări cu cifra „0" fără schimbare de piese, dar cu ungere şi reglaj după fiecare 250 000 acţionări.

În cazul utilizării intensive (în medie 40 convorbiri zilnice), rezultă că acest ansamblu trebuie să funcţioneze corect timp de 20 ani, în cazul cînd se asigură întreţinerea corespunzătoare care trebuie efectuată cel puţin la 250 000 acţionări, respectiv la un interval maxim de 5 ani, dar în acelaşi timp trebuind asigurată o exploatare raţională.

După cele 1 000 000 de acţionări se admite o eroare de 10% la timpul de efectuare al impulsurilor şi la coeficientul de impuls.

Pentru a se verifica robusteţea aparatelor în vederea unui transport normal, se efectuează periodic o probă de zdruncinare de 2 ore cu amplitudinea de 2 mm şi frecvenţa de 20 Hz pe o direcţie perpendiculară faţă de baza aparatului. După efectuarea acestei probe se verifică ca şuruburile de fixare a pieselor şi subansamblurilor aparatelor să nu prezinte slăbiri sau deşurubări şi de asemenea funcţionarea aparatului să fie în limitele condiţiilor tehnice arătate mai sus, respectiv să nu se producă dereglări mecanice care să influenţeze corecta funcţionare

Aparatele telefonice sînt supuse în cadrul încercărilor la un ciclu climatic: două ore la −20°C, două ore cel puţin în mediu normal, două ore la +50°C, două ore cel puţin în mediu normal, două zile în mediu cu umiditate relativă a aerului de 95 ± 3% şi temperatura de 20 ± 5°C.

După aceste probe aparatele telefonice trebuie să corespundă tuturor condiţiilor tehnice iar piesele componente să nu prezinte urme de rugină sau oxidare.

## 8. Concluzii

Construirea aparatelor telefonice automate şi BC ridică o serie de probleme complexe constructive şi tehnologice, de rezolvarea lor corectă depinzînd calitatea corespunzătoare a aparatelor fabricate. Introducerea fabricării telefoanelor automate şi BC în bandă a condus la creşterea productivităţii muncii şi o dată cu ea la creşterea calităţii produsului.

Reglajul corect al tuturor părţilor componente, asamblarea corectă şi verificarea amănunţită a ansamblului final, constituie verigi importante în obţinerea unor telefoane care să se încadreze în totalitate condiţiilor tehnice prescrise. În articol s-au arătat mai mult schemele bloc în vederea verificării diferitelor condiţii tehnice neintrîndu-se în detaliile constructive ale aparaturii utilizate. Majoritatea aparaturii folosită la verificarea telefoanelor automate, inclusiv gurile şi urechile artificiale, a fost realizată în Laboratorul Central al Uzinei Electromagnetice sub îndrumarea directă a tovarăşului ing. Kestanian N.

Condiţiile de robusteţe verificate periodic pe un număr restrîns de aparate supun aparatele telefonice la probe de uzură şi de îmbătrînire apropiate de cele întîlnite în exploatare, prin aceasta verificîndu-se atît calitatea execuţiei de piese, subansambluri şi ansambluri în uzină, cît şi calitatea materialelor utilizate.

Ing. GHEORGHE GAVRILĂ

# Televizorul VS 59-642 „COSMOS 3"

Televizorul Cosmos 3 produs de Uzinele Electronica este un receptor de televiziune modern, realizat la nivelul tehnicii actuale. Fiind echipat cu un tub cinescop cu ecran aluminizat, strălucirea și calitatea imaginii este remarcabilă, ceea ce oferă posibilitatea recepționării programului chiar în încăperi luminate.

Receptorul prezintă o mare stabilitate în funcționare, calitate asigurată de soluțiile moderne adoptate.

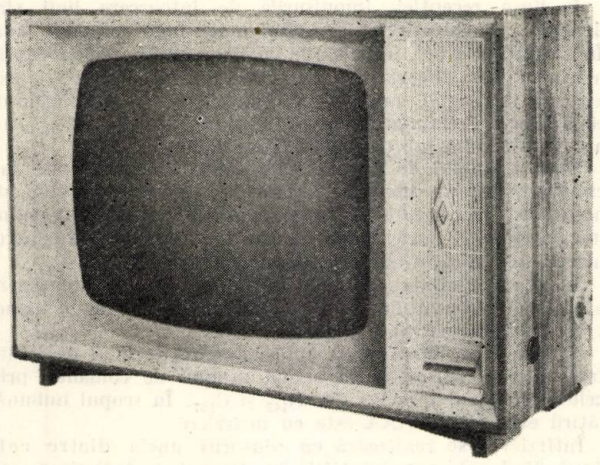


Fig. 1

Aparatul este prezentat într-o casetă de placaj furniruit, lustruit, cu dimensiuni aproximative : 740 × 514 × 380 avînd o linie modernă fig. 1.

## PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE

Ca realizare, s-a adoptat soluțiile șasiului rabatabil și a modulilor pe cablaj imprimat. Ambele soluții asigură o prezentare plăcută, o depanare și o întreținere ușoară.

Pentru comandă, televizorul este înzestrat cu un sistem de claviatură și potențiometri montat în fața aparatului.

Pe partea din spate se găsesc reglajele de : ton, frecvență-cadre, dimensiune verticală și liniaritate pe verticală.

Televizorul este echipat cu un difuzor eliptic, permanent dinamic, de 2 W, care asigură o reproducere de înaltă calitate a semnalului.

Televizorul VS 59—642 este un aparat superheterodină, echipat cu 16 tuburi electronice, 9 diode cu germaniu, 2 diode cu siliciu (folosite pentru redresarea tensiunii de rețea) și cu un tub cinescop care are diagonala de 59 cm și unghiul de deflexie de 110°.

Televizorul este conceput să recepționeze 12 canale standard OIRT, iar prin adaptarea unui tuner în locașul special amenajat, asigură și recepționarea benzilor IV și V.

Alimentarea aparatului se face la rețeaua de 120 V sau 220 V (50 Hz).

*Comutatorul de canale.* Comutatorul de canale conține : circuitul de simetrizare a antenei, circuitele de intrare, amplificatorul de înaltă frecvență, amestecătorul și oscilatorul local și asigură recepția pe cele 12 canale din benzile I, II și III O.I.R.T. Circuitul de simetrizare este de tipul $\pi$ și asigură intrarea simetrică de 300 Ω. Primul etaj, amplificatorul de inaltă frecvență este realizat în montaj cascodă cu tubul PCC189. Folosirea tubului PCC189 asigură obținerea unui raport semnal/zgomot mare pe toate canalele pentru o sensibilitate de 50 μV.

Circuitul format din elementele $L_{305}$ și $C_{303}$ este acordat pe frecvența de 38 MHz și asigură rejecția semnalelor de frecvență intermediară a căii-imagine (purtătoate imagine).

Elementele $C_{304}$ și $C_{305}$ compensează variația impedanței de intrare a primului tub cu frecvența.

Tensiunea de RAA se aplică pe grila triodei cu catodul la masă prin intermediul rezistenței $R_{301}$.

Pentru a evita o scădere a amplificării la frecvențele mari de lucru din banda III, datorită capacităților anod-masă a primei triode și grilă-catod a celei de a doua triodă, ca element de legătură s-a intercalat inductanța $L_{307}$. Frecvența de acord a circuitului format din $L_{307}$ și cele două capacități este de aproximativ 200 MHz.

Polarizarea fixă a triodei cu grila la masă se realizează prin divizoarele de tensiune $R_{304}$, $R_{303}$, care mențin grila la un potențial de +70 V față de masă.

Cuplajul dintre primul etaj amplificator cascodă și etajul de amestec este inductiv și se realizează cu ajutorul filtrului de bandă comutabil realizat cu elementele $L_{308}$, $L_{310}$, $C_{308}$ și $C_{311}$.

Etajul de amestec este de tip aditiv și folosește partea de pentodă a tubului PCF80 ($T_{II}$). Bobina $L_{316}$, împreună cu capacitățile parazite ale tubului și cu capacitatea $C_{339}$, constituie un circuit acordat pe frecvența de 33 MHz.

Semnalul dat de oscilatorul local realizat cu partea triodă PCF80 se aplică prin cuplaj inductiv între bobinele $L_{313}$ și $L_{310}$ pe grila etajului de amestec.

Ca particularitate a acestui oscilator este modul în care se realizează reglajul automat al frecvenței. Semnalul de frecvență intermediară de 38 MHz este luat de la ultimul etaj de frecvență intermediară imagine-sunet (dioda $D_{102}$) prin condensatorul $C_{163}$ și aplicat pe grila pentodei $T_X$. În circuitul anodic al acestui tub există un comparator de fază al cărui circuit oscilant este acordat pe frecvența intermediară a căii-imagine (38 MHz). Tensiunea obținută la ieșirea diodei $D_{401}$ (OA1172) este aplicată pe grila pentodei prin intermediul rezistenței $R_{408}$. Dacă semnalul care se aplică tubului $T_{10}$ are frecvența exactă (38 MHz), atunci curentul care trece prin înfășurarea $L_{315}$ (componentă continuă) nu suferă nici o modificare. Dacă semnalul de frecvență intermediară nu are 38 MHz, atunci tensiunea rezultată la ieșirea diodei $D_{401}$ va mări sau micșora negativarea tubului, modificînd astfel valoarea curentului ce trece prin $L_{315}$ și prin aceasta valoarea inductanței $L_{314}$. În acest mod se realizează reglajul automat al frecvenței oscilatorului menținîndu-și constantă valoarea frecvenței intermediare.

*Amplificatorul de frecvență intermediară comun pentru imagine și sunet.* Amplificatorul este format din 3 etaje, realizate cu tuburile EF 183 ($T_{III}$ și $T_{IV}$) și EF 184 ($T_V$).

Amplificarea primului etaj este controlată cu tensiunea de RAA filtrată de elementele $C_{105}$, $R_{104}$ și $C_{104}$.

Semnalul obținut de la schimbătorul de frecvență este aplicat primului etaj de frecvență intermediară imagine-sunet printr-un cablu de impedanță mică.

Circuitul în punte montat în grila tubului EF 183 asigură o atenuare de minimum 32 dB a frecvenței purtătoare-sunet a canalului adiacent inferior și a frecvenței purtătoare-imagine a canalului adiacent superior.

Puntea are într-un braț două circuite oscilante legate în serie ($L_{101}$—$C_{102}$, $L_{103}$—$C_{103}$), în alt braț rezistența $R_{102}$,completîndu-se cu cîte o jumătate din bobina $L_{102}$.

Primul circuit ($L_{103}$—$C_{103}$) este acordat pe frecvența de 39,5 MHz, iar cel de al doilea ($L_{101}$—$C_{102}$) pe frecvența de 30 MHz. Pentru aceste frecvențe puntea este echilibrată. Pentru frecvențele medii ale spectrului de frecvență intermediară, puntea este dezechilibrată, ea comportîndu-se ca un circuit rezonant-serie, ceea ce face ca valoarea semnalului care se aplică pe grila 1 ($T_{III}$) prin intermediul inductanței $L_{104}$ să fie maximă.

În circuitul de sarcină a primului etaj s-a prevăzut și un circuit de rejecție compus din $L_{105}$ și $C_{110}$ (acordat pe 31,5MHz).

Pentru obținerea unei independențe a factorului de cuplaj față de acordul circuitului s-a prevăzut o particularitate constructivă și anume : cîteva spire din circuitele primar și secundar sînt bobinate bifilar și prevăzute cu un miez de reglaj.

Pe grila 1 a tubului $T_{IV}$ care are aceeaşi sarcină ca şi $T_{III}$, se aplică tensiunea de contrast comandată cu ajutorul potenţiometrului $P_{602}$.

Circuitul de rejecţie format din elementele $L_{128}$, $C_{167}$ şi $C_{169}$ este acordat pe 31,5 MHz.

Punctul $M_1$ serveşte pentru controlul şi reglajul caracteristicii amplitudine-frecvenţă a canalului de imagine-sunet.

*Detectorul şi amplificatorul video.* Detecţia video se realizează cu dioda $D_{102}$ (tip OA1160), avînd ca grup de detecţie condensatorul $C_{170}$ şi rezistenţa $R_{154}$.

Semnalul demodulat este corectat în înaltă frecvenţă cu ajutorul unei bobine de corecţie serie $L_{129}$, avînd în paralel rezistenţa de amortizare $R_{156}$.

Amplificatorul de videofrecvenţă este echipat cu partea pentodă din tubul PCL84 ($T_{IV}$) avînd sarcina, formată din rezistenţele $R_{146}/P_{105}$ şi $R_{164}$. Corecţia la frecvenţele înalte se realizează cu grupul $L_{134}$, $R_{163}$, $L_{132}$, $R_{161}$.

Circuitul-dop format din elementele $L_{133}$ şi $C_{171}$ este acordat pe frecvenţa intermediară — sunet de 6,5 MHz şi împiedică reziduurile acesteia să ajungă pe catodul tubului cinescop.

Circuitul de catod al pentodei conţine un grup de corecţie format din rezistenţa $R_{144}$ şi condensatorul $C_{502}$. Prin introducerea în circuit a condensatorului $C_{502}$, cu ajutorul clapei „Normal film", reacţia negativă pentru frecvenţele înalte este anulată, ceea ce duce la creşterea amplificării.

*Calea de sunet.* Semnalul de frecvenţă intermediară-sunet de 6,5 MHz se extrage cu ajutorul diodei $D_{101}$ (tip OA1160), avînd ca grup de detecţie condensatoarele $C_{164}$, $C_{134}$ şi rezistenţa $R_{152}$.

Inductanţa $L_{124}$ împreună cu condensatorul $C_{165}$ formează un circuit-serie acordat pe frecvenţă de 6,5 MHz, care împiedică trecerea componentelor de videofrecvenţă.

Semnalul de 6,5 MHz se aplică grilei de comandă a primului etaj de amplificare de frecvenţă intermediară realizat cu pentodal tubului EBF89 ($T_{VII}$), prin intermediul unui circuit acordat pe frecvenţa de 6,5 MHz, format din bobina $L_{127}$ şi capacitatea de intrare a tubului.

Legătura între primul şi cel de al doilea etaj de FI sunet de 6,5 MHz se realizează cu ajutorul unui transformator care are primarul şi secundarul acordate pe aceeaşi frecvenţă de 6,5 MHz. Cel de al doilea etaj realizat cu tubul EF80 ($T_{VIII}$) este amplificator-limitator.

Etajul limitator, lucrează cu tensiune foarte scăzută la anod şi ecran, dînd o limitare de grilă şi o limitare anodică.

Circuitul primar din anodul etajului limitator format din inductanţa $L_{111}$ şi capacitatea de ieşire a tubului este acordat pe frecvenţa de 6,5 MHz. De asemenea secundarul ($L_{110}$, $C_{117}$, $C_{118}$) este şi el acordat pe 6,5 MHz. Semnalul amplificat de acest etaj este aplicat unui detector de raport echipat cu diodele $D_{103}$ şi $D_{104}$ (tip OA1172), care realizează demodularea precum şi limitarea semnalului.

Bobina $L_{112}$ serveşte la introducerea unei tensiuni de FI în secundar, în fază cu cea de la bornele primarului.

Liniarizarea curbei în S se realizează cu ajutorul potenţiometrului $P_{102}$. Semnalul de audio frecvenţă obţinut la ieşirea detectorului este amplificat în tensiune de etajul realizat cu partea triodă PCL86 ($T_{IX}$) şi apoi în putere, de către etajul final audio realizat cu partea pentodă a aceluiaşi tub PCL86.

Semnalul de audiofrecvenţă străbate circuitul de dezaccentuare $R_{123}-C_{114}$ şi apoi, prin $C_{116}$ şi bobina de corecţie $L_{136}$ se aplică potenţiometrului de reglaj al volumului $P_{604}$, de unde prin intermediul lui $C_{111}$ ajunge pe grila de comandă a părţii triodă din tubul PCL86.

Registrul de ton este înzestrat cu două poziţii: „vorbă" şi „muzică". Redarea vorbirii se face prin apăsarea clapei registru-ton, astfel încît condensatorul $C_{501}$ este scos din circuit. Caracteristica de frecvenţă este corectată în joasă frecvenţă de circuitul format din elementele $C_{501}$, $C_{605}$, $C_{604}$, $R_{601}$ şi $P_{604}$. Corectarea în înaltă frecvenţă se obţine cu ajutorul elementelor $C_{112}$ şi $P_{102}$. Etajul final audio are ca sarcină un difuzor eliptic de 2 W.

*Circuitul de reglaj automat al amplificării.* Circuitul de RAA este comandat de impulsurile de sincronizare.

Impulsurile de sincronizare aplicate pe grilă au polaritate pozitivă. Tensiunea anodică pentru triodă (PCL 81) constă din impulsurile de întoarcere de linie pozitive, preluate dintr-o înfăşurare separată a transformatorului de linii. Atît pe catodă, cît şi pe grila triodei, se aplică tensiuni continui prin intermediul elementelor $P_{105}$, $R_{146}$ şi respectiv $R_{149}$. Diferenţa dintre acestea două dă polarizarea grilei faţă de catod, aceasta putîndu-se regla cu ajutorul lui $P_{105}$.

Denumirea de reglaj comandat provine din faptul că tubul este comandat, iar tensiunea RAA depinde de coincidenţa semnalelor de sincronizare cu impulsurile de întoarcere linii.

În prezenţa impulsurilor se sincronizare trioda lucrează ca o diodă detectoare între anod şi catod, cu rezistenţa internă comandată. Impulsurile de întoarcere linii sînt detectate în anod, condensatorul de detecţie fiind $C_{141}$, iar sarcina detectorului elementele $R_{141}$, $R_{140}$, $R_{142}$.

Tensiunea de RAA este filtrată cu ajutorul condensatorului $C_{105}$ (5 $\mu$F).

În lipsa recepţiei, impulsurile de întoarcere linii sînt detectate, circuitul RAA generînd o tensiune negativă fixă. În timpul recepţiei, impulsurile de sincronizare comandă prin mărimea lor eficacitatea detectorului, realizîndu-se prin aceasta un reglaj automat al amplificării. Impulsurile de sincronizare determină valoarea tensiunii de grilă-catod, deci a curentului din tub şi implicit a tensiunii negative.

Dacă semnalul de intrare este mare, impulsurile de sincronizare sînt de amplitudine mare, şi apare o tensiune de negativare mare, care va micşora amplificarea căii comune imagine-sunet. Dacă amplitudinea impulsurilor de sincronizare este mică, atunci amplificarea creşte.

În afara reglajului automat asigurat de acest sistem, sensibilitatea receptorului se mai poate comanda manual manevrînd potenţiometrul $P_{105}$.

Tensiunea de RAA ce se aplică amplificatorului de înaltă frecvenţă se obţine de la anoda tubului de comandă prin celula de filtraj formată din $R_{142}$ şi $C_{137}$. În scopul îmbunătăţirii eficacităţii, RAA este cu întîrziere.

Întîrzierea se realizează cu ajutorul uneia dintre cele două diode ale tubului EBF 89. Pragul de întîrziere este fixat de tensiunea uşor pozitivă aplicată pe anodul acestei diode prin rezistenţa $R_{143}$.

Tensiunea de RAA obţinută la anodul triodei este repartizată prin divizorul de tensiune format din elementele $R_{141}$ şi $R_{140}$ la grila primului amplificator de FI imagine-sunet.

Cea de a doua diodă a tubului FBF89 constituie, împreună cu elementele $C_{138}$, $R_{145}$ şi $P_{104}$, un circuit de detecţia impulsurilor de întoarcere. Tensiunea de negativare obţinută se aplică, prin intermediul potenţiometrului $P_{602}$, la grila de comandă a celui de al doilea amplificator FI imagine-sunet, dînd posibilitatea reglării contrastului.

*Separatorul de impulsuri.* Separatorul de impulsuri este realizat cu partea heptodă a tubului ECH84 ($T_{XI}$), care are o tensiune redusă la grila-ecran. Impulsurile negative extrase de la heptodă (cu o amplitudine de aproximativ 20 V) se aplică pe partea triodă ECH84 care se foloseşte ca amplificator de impulsuri. În circuitul anodic al triodei se găseşte transformatorul $Tr_{201}$, care are în secundar comparatorul de fază pentru sincronizarea pe orizontală.

Din impulsurile de sincronizare obţinute la bornele rezistenţei $R_{205}$ se extrag impulsurile de sincronizare pe verticală. Extragerea se face cu ajutorul a două grupuri integratoare formate din elementele $R_{207}-C_{204}$; $R_{203}-C_{202}$.

Impulsurile de sincronizare pe linii se obţin în secundarul transformatorului $Tr_{201}$.

*Generatorul de baleiaj pe verticală.* Semnalul necesar pentru baleiajul pe verticală este produs de un oscilator autoblocat (trioda PCL85-$T_{XII}$).

Oscilatorul autoblocat este sincronizat pe grilă de către impulsurile de sincronizare pe verticală culese la bornele condensatorului $C_{202}$.

Alimentarea anodică a triodei se face cu tensiune recuperată, prin intermediul unui divizor de tensiune format din elementele $R_{237}$, $R_{229}$ şi rezistenţa $R_{201}$ de tip WDR (caracteristic pentru această rezistenţă este faptul că valoarea ei depinde de tensiunea aplicată la borne şi anume valoarea ei creşte cu scăderea tensiunii şi invers). Folosirea acestei rezistenţe duce la stabilizarea tensiunii de alimentare anodică a triodei.

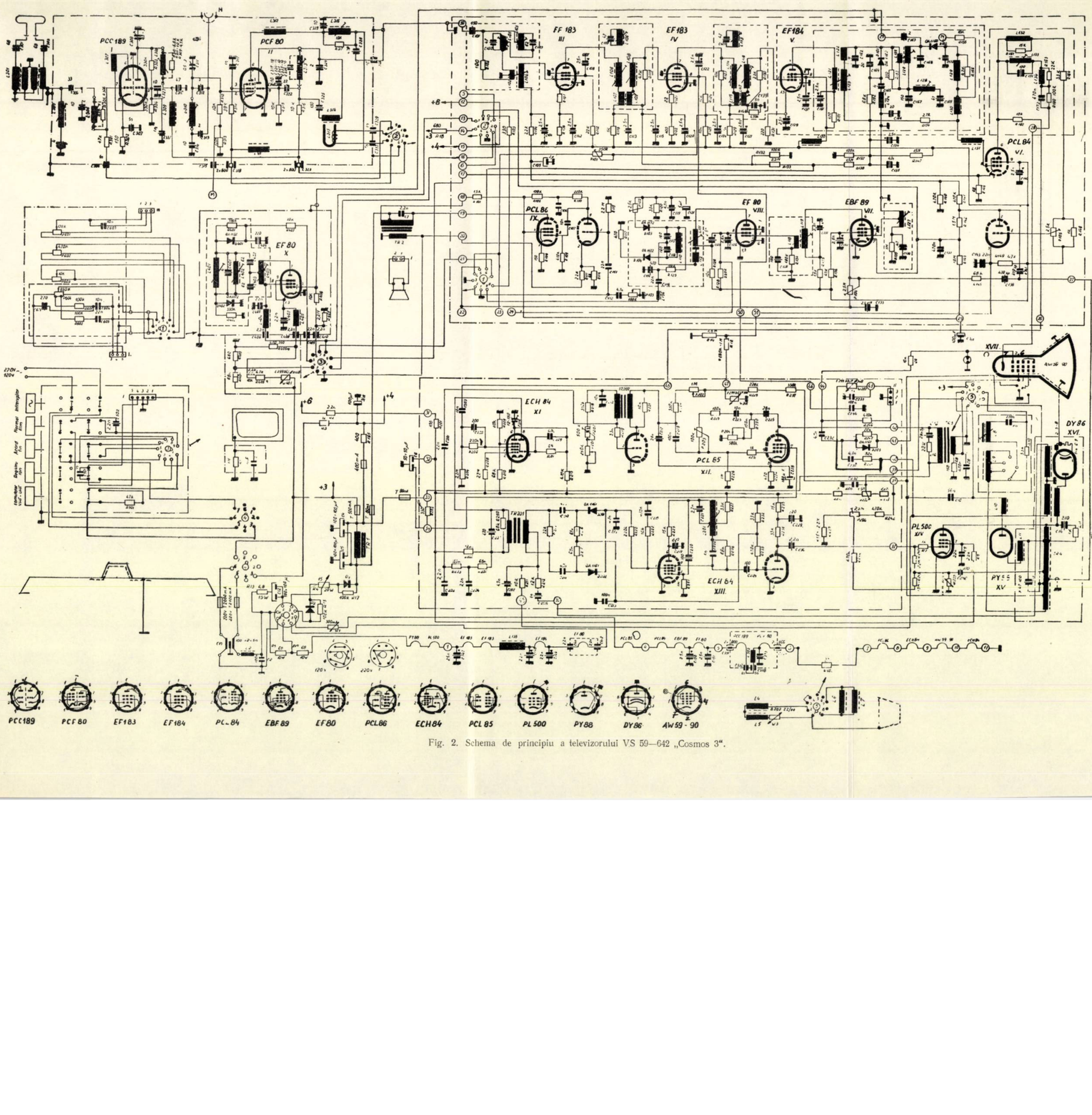
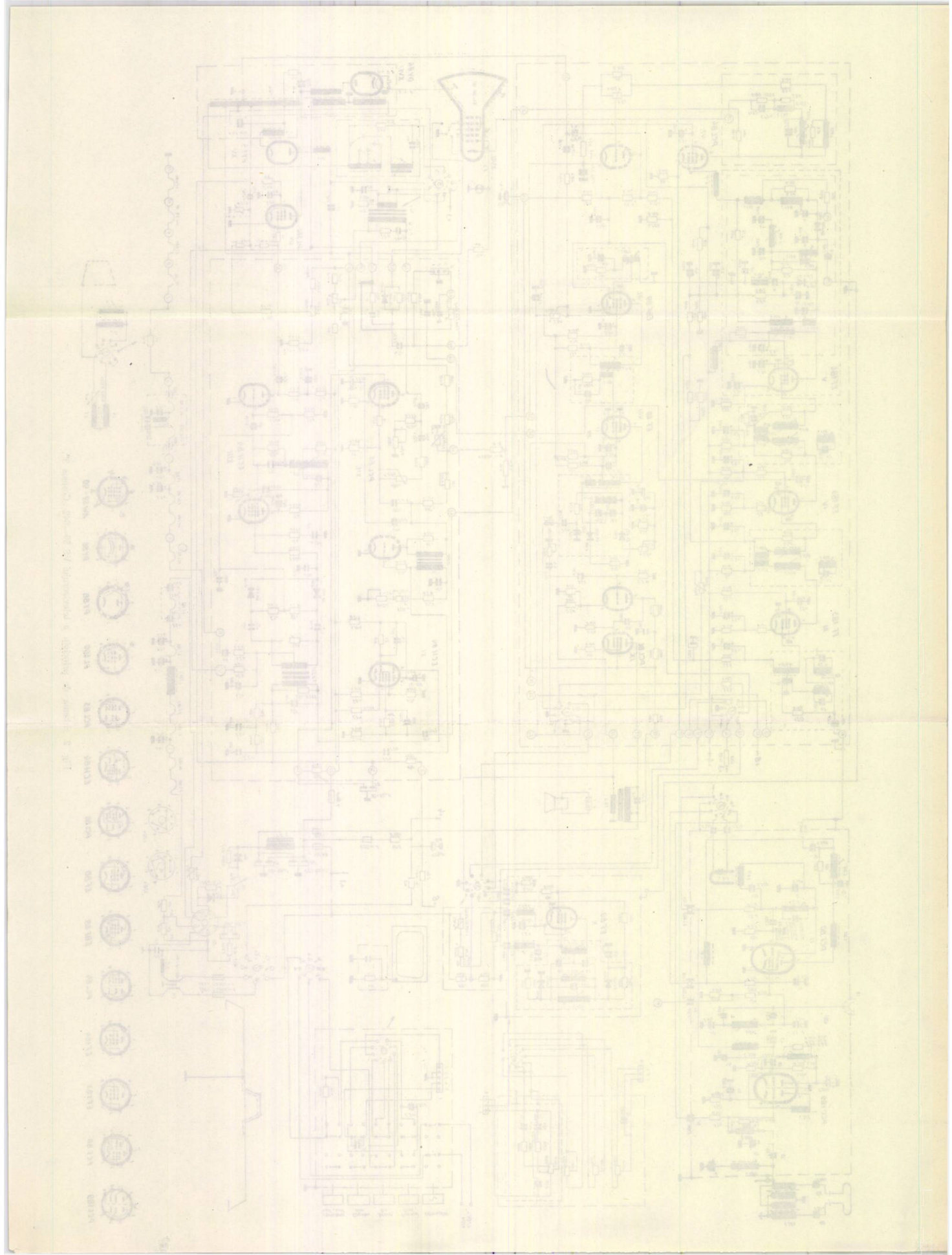



Fig. 2. Schema de principiu a televizorului VS 59—642 „Cosmos 3".



Frecvența oscilatorului autoblocat este determinată de elementele $C_{212}$, $P_{207}$ și $P_{201}$.

Prin încărcarea condensatorului $C_{217}$, pe calea $R_{224}$, $P_{202}$, $P_{229}$ și $R_{237}$ și descărcarea pe rezistența internă a triodei se obține tensiunea în dinți de fierăstrău.

Amplitudinea acestei tensiuni se reglează cu ajutorul potențiometrului $P_{202}$, iar liniarizarea imaginii se reglează cu ajutorul potențiometrilor $P_{203}$ și $P_{204}$.

Partea de pentodă a tubului PCL-85 funcționează ca amplificator final de cadre.

Condensatorul $C_{218}$ în serie cu rezistența $R_{226}$ formează un circuit de diferențiere, care contribuie la formarea vîrfului negativ al tensiunii de grilă necesar blocării pentodei.

În secundarul transformatorului $Tr_3$ sînt conectate bobinele de deflexie pe verticală $L_4$ și $L_5$. În serie cu ele, a fost montat un termistor ($W_3$) în scopul stabilizării curentului cu variațiile de temperatură.

Stingerea spotului în timpul cursei de întoarcere a baleiajului pe verticală o realizează impulsul ascuțit negativ aplicat grilei cinescopului prin intermediul circuitului format din dioda $D_{203}$ și grupul $R_{247}$, $C_{232}$ și $R_6$.

Dioda $D_{203}$ elimină partea pozitivă a impulsurilor de cadre, lăsînd să treacă numai vîrfurile negative. Același rol îl are și pentru impulsurile de linii care vin prin $R_{248}$ și $C_{235}$, asigurîndu-se în acest fel stingerea spotului și în timpul cursei de întoarcere a baleiajului pe orizontală.

Condensatorul $C_8$ servește pentru micșorarea influenței bobinelor de deflexie pe orizontală asupra bobinelor de deflexie pe verticală.

*Generatorul de baleiaj pe orizontală.* Semnalul de deflexie pentru baleiajul pe orizontală se obține de la un oscilator sinusoidal.

Trioda formată între catodul heptodei, grila de comandă și grilele 2 și 4 (FCH84-$T_{XIII}$ lucrează ca oscilator sinusoidal în trei puncte. Rezistența $R_{228}$ realizează o limitare a curentului împiedicînd creșterea exagerată a curentului grilei $g_{2+4}$.

Reglajul brut al frecvenței liniilor se face prin modificarea inductanței bobinei $L_{201}$.

Pentru sincronizarea pe orizontală se folosește binecunoscutul sistem cu efect volant în care frecvența oscilatorului este comandată prin intermediul unui tub de reactanță. În cazul nostru, circuitul anodic al heptodei joacă rolul unui tub de reactanță, fiind comandat pe grila a 3-a cu o tensiune negativă obținută de la comparatorul de fază realizat cu diodele $D_{201}$ și $D_{202}$. Acestea sînt montate în secundarul transformatorului de impulsuri $Tr_{201}$. Între punctul median al secundarului și masă se aplică un semnal în dinte de fierăstrău obținut cu ajutorul elementelor $C_{208}$, $R_{212}$, $R_{211}$, $C_{207}$.

În cazul în care există un defazaj între impulsurile de sincronizare și impulsurile aplicate pe priza mediană, la ieșirea comparatorului se obține o tensiune negativă care se aplică pe grila a 3-a a heptodei, modificîndu-i punctul de funcționare și implicit frecvența oscilatorului de linii.

Montajul asigură o deosebită stabilitate a frecvenței oscilatorului sinusoidal.

De la grilele $g_2$ și $g_4$ semnalul sinusoidal ajunge pe grila părții triodă ECH84 prin intermediul condensatorului $C_{224}$. Punctul de funcționare a triodei a fost astfel stabilit, încît semnalul este puternic limitat. La anodul triodei se obține impulsul negativ necesar comenzii etajului final-linii.

Etajul final-linii este realizat cu tubul PL500 ($T_{XIV}$). Acesta funcționează într-un montaj cu diodă de recuperare serie, cu tubul PY88 ($T_{XV}$).

Sarcina amplificatorului final este formată din bobinele de deflexie și redresorul de tensiune foarte înaltă.

Bobinele $L_{10}$ și $L_{11}$ amortizează șocul de deschidere a diodei de recuperare, eliminînd astfel efectul de draperie, care altfel se face simțit în partea stîngă a rastrului.

Condensatoarele $C_{13}$ și $C_{14}$ aduc frecvența proprie de rezonanță a autotransformatorului de linii în apropierea armonicii a 3-a a frecvenței de linii, ceea ce reduce și mai mult efectul de draperie.

Condensatorul $C_{10}$ este condensatorul de recuperare.

În serie cu bobinele de deflexie $L_6$ și $L_7$ sînt montate bobinele $L_9$ și $L_8$ în paralel cu rezistența $R_{10}$. Acestea servesc la reglajul dimensiunilor imaginii pe orizontală.

Impulsurile de tensiune din timpul cursei inverse sînt redresate de dioda DY86 ($T_{XV}$), obținîndu-se pe catodul ei înalta tensiune ce se aplică anodului tubului cinescop.

*Reglajul automat al dimensiunilor.* Stabilirea amplitudinii semnalului de linii se obține în felul următor: de la priza 36 a transformatorului de linii se iau impulsuri pozitive care se aplică, prin intermediul condensatorului $C_{236}$ la rezistența neliniară $W_{203}$. În urma încărcării condensatorului $C_{236}$, la bornele rezistenței $W_{203}$ apare o tensiune negativă de aproximativ 300 V.

Constanta de timp asigurată de elementele $C_{236}$ și $W_{203}$ a fost aleasă astfel încît valoarea tensiunii de încărcare a condensatorului să depindă numai de amplitudinea impulsurilor.

De la condensatorul ($C_{10}$) tensiunea pozitivă se aplică și pe grila tubului PL 500 prin intermediul elementelor: $R_{242}$, $R_{239}$, $P_{206}$, $R_{243}$ și $R_{244}$.

La o variație a amplitudinii impulsurilor de linie, tensiunea obținută la bornele condensatorului $C_{236}$ se modifică într-o măsură mult mai mare decît cea obținută de la condensatorul Booster, ceea ce face ca negativarea tubului PL500 să se modifice și astfel amplitudinea semnalului de linii să se restabilească.

Tensiunea anodică a generatorului autoblocat cadre este obținută de la condensatorul de recuperare ($C_{10}$) și depinde de amplificarea finalei de linii. La o tensiune stabilă a baleiajului pe orizontală se obține o tensiune de baleiaj pe verticală, de asemenea stabilă. Astfel are loc și reglarea automată a dimensiunilor pe verticală.

Pentru reglajul luminozității tubului cinescop se folosește potențiometrul $P_{601}$.

Stingerea punctului luminos se obține cu ajutorul elementelor $C_{233}$ și rezistența WDR-$W_{202}$ astfel: Condensatorul $C_{233}$ se încarcă la valoarea tensiunii continui aplicată în punctul 43 valoare care poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului $P_{601}$. La întreruperea tensiunii de rețea, condensatorul $C_{233}$ începe să se descarce. Rezistența $W_{202}$ își modifică valoarea, aceasta crescînd cu micșorarea tensiunii aplicată la bornele ei, ceea ce face ca pe grila de comandă a tubului cinescop să se aplice un timp oarecare, o tensiune continuă de valoare mare (avînd în vedere că potențialul catodic este egal cu zero), ceea ce împiedică formarea spotului luminos cu mult înainte ca dimensiunile pe orizontală și verticală a imaginii să ajungă zero.

## PERFORMANȚE TEHNICE

— *Sensibilitatea purtătoarei de imagine*: 100 μV.

— *Sensibilitatea purtătoarei de sunet* (pentru un raport între purtătoare $Us/Ui = 1/2$ și puterea audio de 50 mW): mai bună de 30 mV.

— Reglajul automat al amplificării, pentru o variație de 40 dB la intrare, la ieșire pe tubul cinescop se obține o variație a tensiunii de 3 dB.

Selectivitatea:

— Atenuarea purtătoarei canalului adiacent superior de imagine este mai mare decît 32 dB.

— Atenuarea purtătoarei canalului adiacent inferior de sunet este mai mare decît 32 dB.

— Atenuarea frecvenței intermediare (38 MHz) este mai mare decît 40 dB, iar a frecvenței-oglindă mai mare decît 50 dB.

*Raportul semnal/zgomot* este mai mare decît 20 dB pentru un semnal de 50 μV în antenă.

*Fidelitatea imaginii*: Definiția pe orizontală este mai bună decît 450 linii la centru și 370 linii la extremități.

Fidelitatea electrică a sunetului: banda de audiofrecvență la 3 dB, raportată la frecvența de 1 000 Hz este cuprinsă între 80 și 10 000 Hz.

*Puterea la ieşire*: 2 W cu maximum 5% distorsiuni.

*Consumul la reţea*: aproximativ 180 VA.

*Impedanţa de intrare a antenei*: 300 Ω (simetric).

*Frecvenţa intermediară de imagine*: 38 MHz.

*Frecvenţa intermediară de sunet*: 31,5 MHz.

*Tuburi electronice şi diode semiconductoare folosite*:

PCC189 — amplificator de înaltă frecvenţă.

PCF 80 — schimbător de frecvenţă.

2 × EF183 — amplificator FI (cale comună).

EF184 — amplificator FI (cale comună).

PCL84 — amplificator de videofrecvenţă şi tub de comandă.

RAA (partea triodă).

EF80 — etaj comandă acord fin automat.

EF80 — amplificator de frecvenţă intermediară sunet 6,5 MHz.

EBF80 — amplificator de FI sunet 6,5 MHz.

PCL86 — preamplificator şi amplificator final audiofrecvenţă.

ECH84 — separator şi amplificator de impulsuri.

PCL85 — amplificator final cadre şi oscilator cadre (partea triodă).

ECH84 — oscilator linii şi etaj de formare.

PL500 — amplificator final linii.

PY88 — diodă recuperatoare.

DY86 — redresor de foarte înaltă tensiune.

2 × OA1160 — detector-imagine şi detector-sunet.

2 × OA1172 — detector de raport.

2 × OA1161 — comparator fază.

2 × OA1172 — comparator fază.

1 × OA1161 — detector de vîrf.

2 × Si.EKA4 — redresor tensiune de alimentare.

---

## *O NOUĂ PUBLICAŢIE*

*În Anglia va apărea în curînd o nouă publicaţie periodică lunară, cu caracter internaţional, intitulată „Electronics Letters". Cea mai mare parte a conţinutului va consta din comunicări scurte redînd cele mai noi lucrări originale de cercetare şi de realizări în domeniul electronicii şi în domeniile înrudite. Caracteristica specială a publicaţiei „Electronics Letters" va fi rapiditatea de apariţie a materialului. Redacţia îşi propune ca articolele scrise în limba engleză să apară în două pînă la şase săptămîni de la primirea materialului, afară de cazul cînd ar exista dificultăţi de a se stabili dacă lucrarea este corespunzătoare pentru a fi publicată. Se preferă ca materialele trimise spre publicare să fie scrise în limba engleză dar se vor primi şi materiale scrise în limbile rusă, germană, franceză sau italiană.*

*Se vor publica articole din domeniul electronicii, al radiotehnicii sau al automaticii. Materialul va conţine cel mult 1 200 cuvinte şi două figuri.*

*Adresa redacţiei publicaţiei este: „Electronics Letters" The Institution of Electrical Engineers. Savoy Place. London CW2.*

---

# Note tehnice externe

### Un tub vidicon pentru ultraviolete

Pentru microscopia în ultraviolet folosită în cercetările medicale şi în special în studiul cancerului s-a construit un nou tub vidicon mergînd pînă la 2500 Angstrom. Acest tub este construit aşa încît să nu lezeze celulele vii observate printr-o iradiere ultravioletă prea intensă. El a fost realizat de firma EMI Electronics.

*(Din „Télévision", ianuarie, 1965)*

### Telebatoscopul

Constructorii sovietici au creat o instalaţie de raze X şi de televiziune permiţînd chirurgilor să vizioneze simultan atît suprafaţa cîmpului operator cît şi interiorul organismului. Instalaţia este necesară în special la operaţii asupra oaselor sau la ablaţia tumorilor. Această instalaţie este prima realizare aplicată care combină imagini obţinute cu ajutorul unor game complet diferite ale spectrului electromagnetic.

*(Din „Télévision", ianuarie, 1965)*

### Poliviziunea

Televiziunea în circuit închis îşi găseşte aplicaţie largă în învăţămînt. Deoarece proiectarea imaginii pe un ecran în localul de clasă avantajează numai pe elevii aşezaţi la o anumită distanţă de tablă, şi împiedecă folosirea intermitentă a tablei de către profesor, compania franceză Thomson-Houston a imaginat şi produs un nou sistem de distribuţie a imaginii televizate, în care receptorul de teleziviune, împreună cu o mască pusă spre a ocroti ecranul de lumina din cameră, este suspendat în tavan, iar elevii îl văd printr-o oglindă reglabilă situată pe pupitru fără a fi jenaţi în urmărirea explicaţiilor profesorului. Cîte un receptor serveşte pentru 15 elevi.

*(Din „Télévision", ianuarie, 1965)*

### Pastă termoconductoare

Pentru a facilita răcirea prin conducţie a tranzistoarelor, cărora căldura disipată le schimbă punctul de funcţionare, firma Wacker-Chemie din R.F.G., a realizat o pastă de siliconi, izolantă electric, nesicativă, nealterabilă şi rezistentă la temperaturi pînă la 200°C, cu care se umple spaţiul dintre tranzistori şi plăcuţă metalică suport şi se asigură astfel transmiterea mai rapidă a căldurii de la tranzistor la masa pieselor înconjurătoare.

(Din *„Funkschau"*, 24, 1964)

### „COMSAT" în acţiune

„COMSAT" — Corporaţia Sateliţilor de Telecomunicaţii a prevăzut pentru luna martie a.c. plasarea pe o orbită staţionară a satelitului „EARLY BIRD" (pasăre timpurie). Satelitul sincron va ocupa o orbită aproape ecuatorială deasupra oceanului Atlantic şi urmează a asigura servicii experimentale de telecomunicaţii între Europa şi America de Nord.

În completare COMSAT intenţionează să creeze un sistem de sateliţi aleatorii de înălţime medie circa 6000 mile (circa 9500 km). Pentru asigurarea unei legături permanente între S.U.A. şi Europa (staţia Andover-S.U.A. şi staţia Pleumeur-Bodou-Franţa) se consideră că vor fi necesari 18 sateliţi.

Sateliţii urmează a fi echipaţi cu cîte 2 repetoare telefonice permiţînd realizarea a 530 căi telefonice duplex.

Din analiza rezultatelor ce se vor obţine din cele două experienţe, se va hotărî asupra sistemului de telecomunicaţii prin sateliţi.

(Din *„Bell Telephone Magazine,"* 1964)

### CO-AX 20

Un cablu de formă unică de grosimea braţului unui om, este în curs de a fi utilizat ca o cale de mare capacitate, pentru a transporta semnale telefonice, televiziune şi alte informaţii. Fiind denumit oficial Co-ax 20, cablul a fost proiectat de laboratoarele Bell şi este în curs de fabricaţie la Western Electric.

Cablul poate transporta 18 700 căi telefonice, utilizînd sistemele de curenţi purtători existente. Acest număr de căi va putea fi mărit la 32 400 prin utilizarea unui sistem de curenţi purtători nou, acum în curs de dezvoltare.

După cum se deduce din denumirea sa, cablul Co-ax este compus în principal din 20 de cable coaxiale, plus un număr mic de circuite obişnuite destinate controlului.

Dezvoltarea noului cablu a fost impusă de necesitatea de a avea ceva corespunzător capacităţii mereu crescînde a radioreleelor. Acest cablu trebuie să realizeze legăturile de la terminalele de radiorelee care constituie baza reţelei de telefonie la mare distanţă în S.U.A., la centralele telefonice interurbane. De menţionat că dezvoltarea telefoniei face necesară dublarea capacităţilor în fiecare 10 ani.

În alte proiecte cablul Co-ax va fi utilizat şi în rute magistrale de cabluri.

Se prevede ca primele 50 mile (80 km) de cablu Co-ax 20, fabricat în vara acestui an, să fie în funcţie încă înainte de finele lui 1965, iar în 1966 să se instaleze încă 1000 mile cablu.

(Din *„Bell Telephone Magazine,"* 1964)

### Un model nou de telefon de perete

Acest nou model, tip 711, se deosebeşte de tipul 300 precedent prin mai multe îmbunătăţiri, care au fost incluse şi la aparatul telefonic de masă tip 700.

În poziţie normală, microreceptorul se aşază pe furca situată deasupra aparatului, apăsînd astfel tijele întreruptorului, dar în poziţie de aşteptare, microreceptorul se poate aşeza vertical, cu capsula receptoare sprijinită numai pe una din furci, fără a se întrerupe legătura. Placa de montaj şi majoritatea pieselor sînt cele folosite la tipul de masă, rezultînd o economie importantă de piese de schimb. Deasupra discului de apel, sub furcă se află o fereastră în care se pot monta 1—4 butoane de contact, cu revenire sau cu menţinere. Cînd capacul s-a scos, întreruptorul se poate menţine închis de către o lamă elastică, aceasta eliberîndu-se prin punerea la loc a capacului. Discul este înconjurat de un inel circular fix, pe care sînt înscrise cifre şi litere.

Aparatul se poate echipa cu adaptor şi disc orb pentru baterie locală, buzer, două lămpi de semnalizare, reglete terminale pentru maximum 30 de poziţii şi se montează pe o consolă T de perete.

(Din *„The Post Office Electrical Engineers Journal,"* nr. 57, 1964)

### Un nou tip de aparat telefonic

Întreprinderea electrotehnică „Iskra" din Liubliana a realizat un nou tip de aparat telefonic în care se foloseşte un sistem de formare a numerelor prin apăsarea pe butoane (claviatură) în locul celui cu disc.

Aparatul este destinat să lucreze cu centralele telefonice electronice automate. Telefonul cu claviatură se leagă de centrală printr-o serie de semnale cu

tonalitate diferită. Noul aparat poate fi conectat și la centralele telefonice automate existente, folosindu-se în acest caz un adaptor de dimensiuni mici.

Printre avantajele noului telefon se numără și viteza de apel a abonaților care a crescut de două ori.

(Din „*Borba*" octombrie 1964)

**Antenă pentru radiolocator**

Inginerii japonezi au elaborat un nou tip de antenă pentru radiolocator, care explorează spațiul aerian de 50 ori/sec.

Această mărire a frecvenței de explorare a fost necesară să se facă și cerută imperios în urma folosirii pe scară tot mai largă a avioanelor cu reacție care au ajuns să dezvolte viteze foarte mari. Ca o noutate, în construcția acestei antene o constituie înlocuirea rotirii antenei pe cale mecanică, cu acționarea electronică care se bazează pe deplasarea de fază în cadrul sistemului radiant.

(Din „*Neuheiten und Erfindungen*", nr. 344/1964)

**Inaugurarea cablului transpacific**

Recent s-a dat în funcțiune partea a doua a cablului „în jurul lumii" pe traseul Australia-Noua Zeelandă-Fiji-Hawai-Canada, a cărui instalare a început în 1962. Lungimea cablului instalat pe porțiunea Sydney — insula Vancouver este de 8150 mile marine, cu 318 repetoare scufundate, plasate la 26,3 mile marine în ape adînci și 18 mile marine în ape de suprafață. Sensurile de transmisiune ocupă respectiv 60...300 kHz și 360...608 kHz, avînd cinci grupuri de cîte 48 kHz, pentru 12 căi a 4 kHz sau 16 căi a 3 kHz. S-a prevăzut utilizarea căilor și pentru sisteme telegrafice, facsimile, transmiteri de programe și filme. Legăturile au fost extinse spre Londra și Europa prin sistemul de radioreleu cu microunde transcanadian de 3 000 mile și cablul transatlantic.

Pe fiecare secție și sens de transmisiune s-a menținut zgomotul la 1 pW/km.

Cel mai lung grup de 12 căi între Londra și Sydney, de circa 16 000 mile, permite obținerea automată cu discul a abonaților din aceste două localități.

(Din „*The Post Office Electrical Engineers' Journal*", nr. 57, 1964

**Cameră de ecou și reverberație, cu bandă magnetică**

În străinătate s-a construit un nou aparat pentru producerea efectelor de ecou și de reverberație artificială Magnetic France.

Acest aparat reprezintă soluția cea mai elegantă pentru obținerea efectelor menționate prin utilizarea unui purtător de sunet (bandă de magnetofon) mobil. Aparatul este similar unui magnetofon, cu deosebirea că este prevăzut cu cinci capete magnetice și anume: un cap de înregistrare, un cap de ștergere și trei capete de redare. Capetele de redare sînt dispuse decalat astfel încît semnalul înregistrat pe bandă la un moment dat ajunge să fie redat de cele trei capete la intervale de timp diferite.

În funcție de capul de redare utilizat se pot obține următoarele întîrzieri de ecou: primul cap 1/3 s, al doilea cap 1/2 s și al treilea cap 8/10 s.

Selectarea capului de redare utilizat precum și comandarea modului de funcționare al aparatului se realizează cu ajutorul unui comutator cu claviatură. Acționarea unei clape pentru reverberație permite obținerea unui ecou care poate să dureze pînă la 5 s.

Aparatul este în întregime tranzistorizat. Singurul dispozitiv electronic convențional (tub) este indicatorul de nivel și anume tubul EM 84. Tensiunea anodică de valoare mai ridicată necesară pentru acest tub este obținută cu ajutorul unui grup redresor separat.

Tensiunea de ieșire a aparatului este aplicată pentru utilizare la un amplificator de ghitară sau alt amplificator. Mecanic aparatul are funcțiunile de deplasare a benzii ale unui magnetofon.

(Din „*Le Haut-Parleur*", nr. 1075, 1964)

**Trei programe de televiziune prin cablu, pentru 2000 abonați**

În anul 1965 la Spiegelberg (R. F. Germană) va intra în funcțiune o primă instalație de rețea locală pentru televiziune. Această instalație va servi pentru cercetarea condițiilor de realizare a distribuției unui program de televiziune prin cablu în comparație cu distribuția prin radiorelee.

Instalația locală de televiziune asigură alimentarea a mai mult de 2000 abonați simultan cu trei programe de televiziune.

Cele trei programe sînt transmise prin același cablu în trei canale de televiziune alăturate, canalele 2, 3 și 4 din banda I. Programele pot să fie recepționate de către receptoarele normale de televiziune, cu condiția ca acestea să îndeplinească condiția de selectivitate a purtătorului învecinat de sunet care să fie atenuat cu cel puțin 50 dB.

Instalația este realizată din blocuri tipizate. Cea mai mică unitate este amplificatorul terminal de racordare, la care se pot racorda pînă la cinci abonați, fără a mai avea nevoie de alte instalații. Alimentarea de la rețea a întregii instalații se face numai la aparatura centrală, celelalte unități fiind alimentate la distanță prin cablul coaxial.

Între stația de recepție a instalației și stația de distribuire este permisă o distanță de maxim 2 km (cablu coaxial); aceeași distanță este permisă între aceasta și cele trei terminale de cablu de distribuție. De-a lungul cablului, la distanțe de circa 250 m se găsesc casetele de ramificare care conțin amplificatoarele de linie. De aci se conectează liniile de derivație pe care se găsesc amplificatoarele de racordare sau boxele de racordare pasive.

(Din „*Radio Mentor*", *30*, nr. 9, sept, 1964)

# Referate

*Haering, R. R.* **Teoria funcționării tranzistoarelor peliculare,** Solid-State Electron., 7, (1964), nr. 1, ianuarie, pag. 31—38, 5 fig., 8 ref. bibl.

Funcționarea tranzistoarelor peliculare (foarte utile în aplicații în domeniul microcircuitelor obținute prin metode de depuneri în vid), poate fi asimilată cu aceea a unui condensator, format de stratul activ împreună cu electrodul bazei, care se încarcă la polarizarea bazei; negativarea bazei determină smulgerea unor electroni din contacte spre stratul activ și deci variația conductanței acestui strat. Analizîndu-se peliculele policristaline, se constată dependența conductivității de variația mobilității purtătorilor de sarcină și de distribuția ei. Pentru determinarea condițiilor corespunzătoare unor performanțe optime, se analizează dependența variației mobilității purtătorilor de sarcină în funcție de variația polarizării bazei, expli-

cînd acest proces pe baza mecanismului variațiilor în benzile de conducție și în sarcina impurităților. Ca aplicație a acestui studiu, se analizează comportarea unei astfel de structuri semiconductoare în trei domenii de frecvență, din punct de vedere al conductivității, în condiții de mobilitate variabilă sau constantă, a purtătorilor de sarcini.

*Ardichvili, P.* **O nouă metodă de stabilizare a hiperfrecvențelor : reglarea automată a fazei,** Evolution Électron, 13, (1964), nr. 123, februarie, pag. 17—19 și 47, 6 fig.

Aplicațiile recente în domeniul undelor centimetrice (amplificatoare parametrice, spectroscopie) necesită surse foarte stabile, capabile de a produce semnale pure din punct de vedere spectral. Pentru a se obține surse stabile, se folosește de obicei multiplicarea sau comanda automată a frecvenței. Prima metodă prezintă dezavantajul unei pierderi progresive a puterii utile sub formă de zgomot, iar a doua necesită un discriminator de frecvență, care prezintă dezavantajul unei derive mari. De aceea, se folosește o metodă nouă, aceea de reglare automată a fazei ; diferența majoră față de circuitul cu reglarea frecvenței o constituie utilizarea în locul discriminatorului de frecvență a unui discriminator de fază a cărui derivă nu produce o eroare a frecvenței. În plus, datorită amplificării mari în joasă frecvență, se poate elimina amplificatorul de c.c. care introduce o derivă importantă. Stabilitatea sistemului este dată de aceea a oscilatorului cu cuarț. Un clistron, stabilizat cu această metodă, poate fi modulat în frecvență în mod stabil și precis în ciuda variațiilor tensiunilor folosite pentru alimentarea și acordul cavității rezonante.

*Wright, G. T.* **Teoria triodelor dielectrice cu un canal semiconductor la suprafață și cu curentul limitat de sarcină spațială,** Solid-State Electron., 7 (1964), nr. 2, februarie, pag. 167—175, 4 fig., 10 ref. bibl.

Constructiv, triodele cu dielectric sînt deosebite de cele obișnuite cu vid, ca urmare a imposibilității introducerii celor trei electrozi în materialul solid. De aceea, contactele ohmice corespunzătoare celor trei electrozi sînt introduse într-un semiconductor care învelește dielectricul. În acest strat se formează sarcina spațială, ca urmare a deplasării electronilor injectați de electrodul sursă, sub acțiunea potențialelor datorate polarizării triodei spre electrodul colector. Studiindu-se mișcarea electronilor în lungul suprafeței de separație dintre semiconductor și izolator și influența potențialelor asupra distribuției sarcinii spațiale, se ajunge la demonstrarea dependenței curentului obținut de potențialul grilei de comandă și deci la analogia cu trioda cu vid. Se trasează caracteristicile curent-tensiune ale unei astfel de triode și se analizează influența grosimii și a naturii semiconductorului asupra condițiilor de funcționare.

*Kulman, N. K.* **Separarea optimă a semnalului cu modulație de amplitudine din fondul de zgomote cu ajutorul detecției sincrone,** Radiotehnika i elektronika, 9 (1964), nr. 5, mai, pag. 771—779, 4 fig., 4 ref. bibl.

Teoria filtrării optime neliniare în aproximare Gauss se poate aplica cu succes pentru sinteza unor montaje de filtrare cu detecție sincronă. Aplicațiile acestei teorii permit să se găsească parametrii optimi ai montajelor din punctul de vedere al obținerii unei valori minime a erorii patratice medii, eliminînd nevoia de rezolvare a unor probleme variaționale. Se prezintă o serie de scheme optime folosite în practică pentru separarea semnalelor cu amplitudine variabilă și cu o fază constantă, dintr-un fond de zgomot alb, în special în bandă îngustă (inclusiv comunicările de tipul vorbirii). Se analizează cazul în care faza semnalului util este variabilă în timp. Se indică eroarea de filtrare pentru toate schemele propuse.

*Nikolaenko, N. S.* **Metode de calcul al amplificatoarelor echipate cu tranzistoare și bucle de reacție multiple,** Radiotehnika i elektronika, 9, (1964), nr. 4, aprilie, pag. 693—709, 8 fig., 1 tabl., 7 ref. bibl.

Utilizarea largă a amplificatoarelor echipate cu transzistoare impune îmbunătățirea caracteristicilor lor, mărirea stabilității și a posibilităților de fabricare în serie. Mijlocul cel mai adecvat pentru a le realiza constă în utilizarea diferitelor reacții în curent continuu (stabilizarea regimurilor de lucru) și în curent alternativ (stabilizarea factorului de amplificare, mărirea și stabilizarea rezistenței de intrare). Reacțiile pe baza semnalului amplificat pot apare prin introducerea cuplajelor în curent alternativ sau ca urmare a influenței parazitare a cuplajelor introduse în curent continuu. Se arată metodele de analiză a amplificatoarelor de joasă frecvență echipate cu tranzistoare cu un număr arbitrar de bucle de reacție ; se prezintă o metodă grafo-analitică care permite să se calculeze parametrii amplificatorului cu tranzistoare, pentru orice regim de lucru. Se dau exemple de calcul.

*Kasatkin, O. G.* **Echipamente de memorizare analogice magnetice echipate cu transfluxoare,** Avtomatika i telemahanika, 25, (1964), nr. 7, iulie, pag. 1122—1127, 3 fig., 3 ref. bibl.

Echipamentele de memorizare analogică magnetică pot memoriza (înmagazina) sub formă neschimbată orice valoare a tensiunilor de la O pînă la $U_m$ sau de la $-U_m$ pînă la $U_m$ pe timp nelimitat, necesar în diferitele echipamente de automatizare, în sistemele cu autoinstruire și autoadaptare, în circuitele de transformare a informației continue în informație discretă, în cazul de transmitere succesivă în timp a cîtorva mărimi diferite pe același canal de telecomunicație etc. Aceste echipamente sînt realizate în baza unui transfluxor cu conductor magnetic de comandă divizat. Se analizează amănunțit diferite echipamente de memorizare analogică funcționînd cu tensiune continuă. Se analizează influența pe care o au diferiți factori asupra stabilității echipamentului de memorizare.

*Dameye, R.* **Noi dispozitive semiconductoare,** Électron. Ind., (1964), nr. 75, iul.—aug., pag. 237—243, 13 tabl.

Dioda Shockley (4 D) numită și „diodă cu patru straturi" sau „diodă cu trei joncțiuni", este analogă diodei cu gaz. E formată dintr-un cristal subțire de siliciu compus din patru straturi alternante de condiții p și n, cu zonele extreme acoperite de un strat de aur care constituie contactele de ieșire. Se dă schema de principiu pentru funcționarea diodei 4 D ; prin diverse modificări, această schemă se transformă în generator în dinți de ferăstrău, multivibrator, dispozitiv de numărare, circuit bistabil, sistem de comandă a releelor etc.

Transwitch-ul este un dispozitiv semiconductor cu siliciu cu 4 straturi p-n-p-n cu două stări stabile ; blocat sau saturat. E comparabil cu un tranzistor p-n-p, urmat de unul p-n-p-n. Injectînd în baza primului tranzistor — numită „poartă" un curent i, în colectorul celui de al doilea (care este și baza lui $T_1$) va circula un curent $B_1$, $B_2$ i. Cînd produsul $B_1$ $B_2$ e mai mare ca unitatea, apare o reacție și cele două tranzistoare sînt saturate. Curentul necesar pentru a debloca transwitch-ul depinde doar de produsul $B_1$ $B_2$. Pentru a readuce transwitch-ul în starea de blocare,

trebuie ca prin micşorarea curentului în bucla de reacţie să se aducă produsul $B_1 B_2$ la o valoare subunitară. Caracteristicile acestui semiconductor variază cu temperatura. În afară de utilizările similare cu ale diodei Shockley, se mai foloseşte ca circuit monostabil, bistabil, în montaje de comandă a tiratroanelor cu siliciu, în dispozitive de automatizare etc.

*Overhage, C.F.J. şi Radford, W.H.* **Proiectarea şi realizarea satelitului** West Ford, Proc. IEEE, 52, (1964), nr. 5, mai, pag. 452—455.

Articolul prezintă evoluţia şi realizarea proiectului unui satelit artificial, utilizat pentru comunicaţii la distanţe foarte mari. Acest satelit lansat la 10 mai 1963, a fost denumit „Proiectul West Ford". Satelitul se roteşte pe o orbită circulară la 3 700 km deasupra pămîntului. Se compune din aproximativ 20 kg de cupru sub forma a 480 milioane de ace asemănătoare unor fire de păr, fiecare de 1,8 cm lungime şi 0,0018 cm diametru. În primele trepte ale lansării, aceste ace formau un fel de stea compactă care s-a dispersat treptat în jurul orbitei. După cîteva luni de la lansare, acele erau distribuite după un volum aproximativ toroidal, cu o circumferinţă de 63 km distanţa medie dintre ace fiind de minimum 400 metri. Această distribuţie discontinuă a materiei în spaţiu constituie pe orbită inelul de dipoli a satelitului american „Proiect West Ford".

*Dorochevsky, I.* **Siguranţa în funcţionare a dispozitivelor semiconductoare,** Radio-Mentor, 30, (1964), nr. 5, mai, pag. 389—392

Siguranţa în funcţionare a elementelor constructive electronice, îndeosebi a dispozitivelor semiconductoare, a devenit o temă foarte actuală în industria electronică şi care preocupă din ce în ce mai mult atît producătorii, cît şi beneficiarii. În primii ani s-a putut neglija într-o oarecare măsură această caracteristică importantă, deoarece producătorii aveau o experienţă încă prea mică, iar pentru beneficiari, acest domeniu le era încă prea nou. În prezent însă, cei care le utilizează construiesc aparate care conţin mai multe sute de dispozitive semiconductoare şi care trebuie să funcţioneze perfect mai multe mii de ore, astfel că trebuie să se obţină valori de la $10^7$ pînă la $10^8$ tranzistoare-ore, fără nici o defectare. Această condiţie nu este nici în prezent uşor de îndeplinit. În cadrul acestei lucrări se consideră siguranţa de funcţionare a dispozitivelor semiconductoare atît din punctul de vedere al producătorului, cît şi al celuia care le aplică.

În ultimii ani, există părerea că este suficient ca elementele constructive să fie supuse unui control mai exigent, spre a se putea garanta o funcţionare perfectă la aparatele cu pretenţii mari în ceea ce priveşte o siguranţă de funcţionare mare în realitate, un control chiar foarte exigent nu poate îmbunătăţi calitatea unui element constructiv. Calitatea trebuie să fie asigurată chiar de la fabricaţie, în piesa respectivă.

Monocristalele de germaniu sau de siliciu trebuie să prezinte nu numai anumite proprietăţi electrice (rezistivitate, durată de funcţionare şi mobilitatea purtătorilor de sarcini), ci şi o construcţie regulată a cristalelor. Trebuie să nu existe tensiuni termice în cristal şi trebuie să nu conţină nici o moleculă străină, deoarece în aceste locuri este probabil să apară un defect.

Sistemul semiconductor sensibil nu poate fi utilizat direct, de aceea trebuie să fie montat într-o carcasă, care trebuie să nu transmită sistemului tensiuni mecanice sau termice. În felul acesta a luat naştere forma — S a sîrmelor de legătură, între biluţa de indiu şi sîrmele de legătură în interiorul carcasei, după o cercetare a tranzistoarelor deteriorate. Tranzistoarele au fost supuse unor cicluri termice, între —65° şi +100°C, cu o variaţie rapidă a temperaturii. S-a constatat că aceste deteriorări se datorau unei fisurări a biluţelor de indiu, prin dilatarea şi contractarea sîrmelor de legătură. Prin forma — S s-a dat legăturilor o anumită flexibilitate care poate fi avantajoasă şi la solicitările mecanice.

Dificultatea fabricării dispozitivelor semiconductoare constă în faptul că sînt mulţi factori care influenţează proprietăţile şi calitatea. Nu toţi aceşti factori pot fi controlaţi individual, fie că ei nu pot fi măsuraţi, fie pur şi simplu că sînt încă necunoscuţi. Spre a elimina acest factor de nesiguranţă este avantajos să se organizeze un control de calitate independent de fabricaţia propriu-zisă, a cărui sarcină este să aprecieze, printr-un „control rapid", fiecare lot de fabricaţie şi să se evalueze calitatea sa, atît în ceea ce priveşte proprietăţile electrice, cît şi a siguranţei în funcţionare.

În acest scop, în afară de măsurarea datelor caracteristice electrice, se execută anumite verificări (proba de etanşeitate, proba de şoc, ciclurile termice, depozitarea la o temperatură mai mare, funcţionarea la sarcina nominală etc.). O deosebită valoare se pune pe observarea stabilităţii liniilor de blocare şi o zgomotului. Rezultatul controlului se notează într-un mod oarecare şi astfel se execută simplu o comparare a loturilor consecutive de fabricaţie şi se poate supraveghea calitatea constantă a producţiei. Demn de reţinut este faptul că verificările se fac deseori în condiţii mari riguroase şi nu au nimic de a face cu condiţiile de funcţionare reale (de exemplu depozitarea tranzistoarelor cu germaniu la +140°C). Aceasta se datoreşte faptului că, la „controlul rapid" se controlează numai loturile de fabricaţie, fără a trage concluzii asupra unei corelaţii între siguranţa în funcţionare la solicitări extreme şi cea în condiţii normale.

Cei ce utilizează dispozitive semiconductoare vor să cunoască nu numai datele electrice ale pieselor livrate ci şi variaţiile în timp ale acestor caracteristici, spre a putea ţine seama la proiectarea montajelor lor.

Modificarea unei valori caracteristice, pentru o anumită solicitare poate fi reprezentată printr-o curbă care redă variaţia sa în timp dacă sînt definite anumite criterii privitoare la deteriorare, atunci se poate da şi o anumită cotă parte de defecţiuni care este constantă în cele mai multe cazuri. Acest fapt presupune că distribuirea defecţiunilor în timp variază exponenţial.

De obicei sînt definite două tipuri de defecţiuni :

— defecţiune completă sau totală, care exclude orice utilizare ;

— defecţiuni datorite modificărilor sau toleranţelor, care permit o utilizare condiţionată.

Spre a se putea prezenta date privitoare la siguranţa în funcţionare a pieselor pentru cei care le utilizează, producătorul execută încercări de durată adecvate. Pentru ca evaluarea statistică a rezultatelor verificărilor să fie raţională trebuie ca încercările să fie astfel făcute, încît să intervină un număr suficient de defecţiuni.

Se poate spune că problemele în legătură cu siguranţa în funcţionare a dispozitivelor semiconductoare sînt atît de diferite, încît pentru fabricantul de elemente semiconductoare este foarte greu să prezinte, celor care le utilizează, date cantitative asupra volumului defecţiunilor şi a duratei de funcţionare la care se pot aştepta. În cazul de faţă, rezultatele probelor de durată se referă la tipurile care au fost fabricate în 1960 şi 1961. Valoarea acestor încercări este discutabilă în multe cazuri, deoarece ele au fost executate cu tipuri care, datorită dezvoltării rapide în domeniul tehnicii dispozitivelor semiconductoare, sînt depăşite în parte şi au fost înlocuite cu elemente constructive noi. Producătorii obţin totuşi mereu în domeniul relativ tînăr al acestei tehnici, progrese tehnologice considerabile care, în cele din

urmă, vin în avantajul calității și siguranței în funcționare. Rezultatele practice și noile cunoștințe ale fabricanților pot fi completate printr-o colaborare strînsă cu cei care le utilizează, prin schimb de experiență asupra funcționării, deducerea cauzelor care provoacă întreruperi în funcționare etc. Acest contact strîns este, de aceea foarte binevenit și constituie o contribuție în plus la îmbunătățirea siguranței în funcționare.

*White, S. D.* **Selector cu lama vibrantă utilizat la un sistem de apel,** Bell Labor. Rec., 42, (1964), nr. 4, aprilie, pag. 135—137, 3 fig.

Sistemul de transmitere a informațiilor de la un post central la un număr de posturi receptoare individuale de exemplu de la un post de dispecer la posturi de operatori în cadrul unei întreprinderi industriale, presupune un post de emisie și respectiv posturi de recepție speciale. La emisie, cu ajutorul unui disc cu numere, se declanșează funcționarea unui ansamblu, care are ca rezultat modularea unei frecvențe purtătoare foarte înalte cu diferite combinații de audiofrecvențe. Rezultatul final este obținerea unui ton de audiofrecvență, specific receptorului respectiv. Elementul original la recepție este utilizarea unui selector, reprezentînd un bloc acordabil pe diferite frecvențe și realizat în principal cu două lame vibrante. Se descrie amănunțit construcția și funcționarea ansamblului, insistîndu-se asupra preciziei, fineței, robusteții etc.

*Varaljai, Vilmos și Mazgon, Sandor.* **Probleme actuale ale tehnicii transmiterii datelor,** Hiradastechnika 15, (1964), nr. 7, iulie, pag. 199—205, 1 fig., 5 tabl., 9 ref. bibl.

Articolul se bazează pe documentele publicate în 1964 de comisia specială T a CCITT și face o informare asupra situației generale în tehnica transmiterii datelor. Se discută problemele canalului de transmisiune, ale condițiilor de transmitere a datelor și se dau performanțele generale ce se pot obține pe un canal telegrafic realizat conform ultimelor norme CCITT. Se prezintă cîteva metode de îmbunătățire a calității transmiterii informației. Se accentuiază importanța transmiterii informațiilor codificate care se realizează pe baza unor coduri complexe de 10...500 bit, cele mai perfecționate coduri fiind cele de tip ciclic-sistematic. În încheiere se prezintă sub formă de tabel metodele de proiecție împotriva erorilor de transmisiune, atît în instalațiile de retransmisie, cît și în cele de recepție și imprimare.

*Kramer, B.* **Analiza vorbirii în scopul transmiterii cu o capacitate foarte redusă a căii de transmisiune,** Nachrichtentechnische Zeitschrift, 17, (1964), nr. 8, aug., pag. 413—424.

În cazul transmiterii vorbirii prin sisteme de telecomunicații se folosește de obicei un multiplu al fluxului de informații față de acel care ar fi necesar pentru a asigura doar transmiterea sensului succesiunii de sunete, cum ar fi, spre exemplu, prin semne telegrafice.

Acest mare flux de informații se datorește în parte redundanței conținute de oscilația produsă de vorbire, care reduce sensibilitatea transmisiunii la perturbații și în parte acesta este utilizat pentru a mări naturalețea transmisiunii.

În timp ce la citirea rapidă, cu voce tare, se poate transmite într-o secundă o cantitate maximă de informații de 30 bit, transmiterea oscilațiilor produse de vorbire prin intermediul unor mijloace electroacustice necesită o capacitate a căii C, apreciabil mai mare.

O transmisiune avînd calitatea uzuală a unei legături telefonice (lărgime de bandă B = 3 kHz, raportul de perturbație $\rho = 1/30$) necesită așadar o capacitate a căii de 30 000 bit/s, în timp ce o transmisie care trebuie să aibă naturalețea maximă impune o capacitate a căii C = 320 000 bit/s (lărgimea de bandă B = 16 kHz, raportul de perturbație $\rho = 1/1\,000$). Transmiterea prin procedeul Vocoder reduce cerințele impuse căii de transmisiune la cîteva mii bit/s.

Se poate imagina o reducere extremă a capacității necesare a căii prin transmiterea numai a conținutului semantic al oscilației produse de vorbire.

Este deci posibilă transmiterea unei succesiuni de semne scrise, codificate corespunzător condițiilor tehnice în funcție de textul vorbit.

Din cauza dificultății de introducere a corelațiilor dintre scriere și exprimarea unui cuvînt în dispozitivele sistemului de transmisiune, pare mai rațional să se utilizeze un alfabet, la care există o corelație univocă între diferitele simboluri și sunetul corespunzător.

Un astfel de alfabet există în modul de scriere fonetic al API (Association Phonétique Internationale), care necesită pentru descrierea sunetelor care apar în vorbirea curentă germană, aproximativ 40 simboluri.

Capacitatea căii este C = 20 ld 40 = 106 bit/s. În ambele cazuri valorile pentru capacitatea căii sînt mai mari decît valoarea menționată de 30 bit/s, deoarece la transmiterea descrisă a simbolurilor scrise, respectiv de scriere a sunetelor, este transmisă și informația redonantă.

Se poate trage concluzia că procesul de recunoaștere în cazul unei reproduceri unice și de scurtă durată a unui sunet de vorbire, nu este reproductibil după un timp oricît de scurt. Acest proces durează mai mult decît timpul în care sunetul respectiv trebuie să fie auzit pentru a putea fi recunoscut.

Dacă se consideră că pentru recunoaștere este necesară o comparare a impresiei sensului recepționată cu o mulțime de modele, de care dispune ascultătorul care face parte din aceeași familie de limbi cu vorbitorul, atunci timpul mare corespunzător nu poate fi surprinzător. Față de aceasta, o succesiune corespunzătoare de sunete vorbite natural poate să fie înțeleasă cu ușurință, chiar și la viteze mari de vorbire.

Deosebirea față de înșiruirea artificială a sunetelor vorbirii constă în procesele tranzitorii, care apar între sunete, în timpul cărora frecvențele fundamentale și armonicele, precum și amplitudinile, se schimbă permanent.

Pentru utilizarea tehnică este necesar un foarte mare număr de elemente.

Pentru 40 de sunete diferite ale vorbirii rezultă $40^2 = 1\,600$ combinații diferite de sunete, dintre care nu toate intră în vorbirea curentă. Numărul necesar real este de circa 850 combinații.

Compunerea elementelor, care reprezintă în fiecare caz o combinație de cîte două sunete, nu pretinde căii de transmisiune o lărgime de bandă mai mare decît în cazul compunerii din 40 de sunete singulare ale vorbirii. Partea de recepție determină, din două semne consecutive, emiterea ordinului pentru alegerea combinației corespunzătoare de sunete dintr-un registru destul de complicat.

Dacă se consideră că durata unei combinații de sunete este în medie de 0,2 s, atunci în cazul unei calități de reproducere mediocre (corespunzătoare la circa 30 000 bit/s), pentru fiecare element este necesară o capacitate de înregistrare de 6 000 bit. Capacitatea de memorizare totală necesară este atunci de 850. 6000 aproximativ egal $5.10^6$ bit.

Timpul de înregistrare necesar pentru o combinație fără șocuri a elementelor este de 1...10 ms.

Combinări fără șocuri se pot realiza dintr-un număr mai mic de elemente. O soluție constă în faptul

că între toate sunetele fluxului vorbirii care trebuie să fie realizat, se intercalează scurte sunete intermediare, în timpul cărora se face combinarea elementelor componente.

Elementele aferente diferitelor sunete de vorbire se compun toate din următoarea succesiune: a doua parte a sunetului intermediar precedent — sunetul de vorbire dorit — prima parte a sunetului intermediar următor.

Condițiile pentru compunere sînt: succesiunea de sunete în corelație să fie vorbită la înregistrare în mod natural — toate sunetele intermediare să fie egale pentru toate elementele — fluxului vorbirii format trebuie să nu conțină puncte de îmbinare care ar putea să perturbe procesul de recunoaștere.

Procedeul pentru sinteza vorbirii descris, care se sprijină pe o indicație a prof. Küpfmüler, permite să se comande prin semne transmise cifric, compunerea unui flux de vorbire lent. Cerințele, în ceea ce privește capacitatea căii de transmisiune, sînt foarte reduse. O instalație care funcționează pe acest procedeu atinge inteligibilități de silabe de circa 80% la o viteză medie de vorbire de circa 3,5 sunete de vorbire pe secundă.

Fluxul mediu de informații necesar pentru comandă este în acest caz de circa 20 bit/s.

Se descrie instalația folosită pentru înșiruirea continuă comandată, a unor elemente fonetice memorizate. Toate cercetările și rezultatele se referă la limba germană.

*Wahl, H.:* **Registrele din centralele telefonice automate pentru traficul național și internațional,** Nachrichtentechnische Zeitschrift, 17, (1964), nr. 2, februarie, pag. 63—66.

În cazul sistemelor telefonice cu comandă indirectă, informația numerică a abonatului este înregistrată în dispozitivele de memorare (registre) și apoi transmisă de către acestea mai departe la selectoare, într-o formă corespunzătoare, proprie sistemului de funcționare. Din considerente economice, registrele constituie, în majoritatea cazurilor, organe comune pe centrală și nu sînt cuplate cu calea de legătură decît pe durata stabilirii legăturii.

În tehnica comenzii automate a registrelor, un rol important este judecat de către două informații marcante și anume: un criteriu de pornire pentru transmiterea informației din registru și un criteriu de oprire, care indică terminarea acestei transmisiuni și care decontează registrul din calea de legătură.

Pînă în prezent, această temă a fost rezolvată de cele mai multe ori printr-o numerotație standard cu multe cifre în rețelele locale, astfel că, spre exemplu, registrul complet încărcat poate produce semnalul de pornire, iar cînd este golit, semnalul de oprire.

Acest procedeu este simplu și clar, în măsura în care partea de selecție se limitează la rețele urbane, iar traficul este repartizat aproximativ uniform. În caz contrar devine problematic, deoarece:

1. O extensie implică un mare număr de registre, de cîte ori devine necesară sporirea cifrelor din numărul de apel.

2. Nu se ia în considerare posibilitatea reducerii operațiilor de selectare de către abonat, spre exemplu, pentru traficul din interiorul localităților mici.

Acest procedeu devine însă, imposibil în cazul extinderii operațiilor de selectare și la legăturile internaționale deoarece trebuie să se aibă în vedere cifrele numerelor de apel, respectiv numărul de selecții din diferite țări. Din această cauză Comisia de studii XIII a CCITT a respins propunerile pentru numerotarea mondială cu un număr de cifre standardizat, solicitînd registre cu posibilități de extindere.

Din această cauză, numerotarea mondială impune ca la comandarea registrelor să se țină seamă de caracteristica menționată „pornire și oprire".

Criteriul de pornire poate să fie obținut, spre exemplu, dintr-o pauză mai mare la formarea numărului. În acest fel se mărește însă timpul necesar de apel, iar abonatul este obligat să formeze mai repede numărul (imbold de timp).

O soluție mai bună constă în faptul că se începe transmiterea la un anumit moment, înainte de terminarea formării numărului, spre exemplu, după a doua sau a treia cifră. Astfel, stabilirea legăturii este deplasată parțial în timpul formării numărului de abonat.

Criteriul de oprire, semnalul de deconectare a registrului, necesită fie un semnal final de selectare (semnal invers la capătul legăturii), fie un impuls de răspuns al chematului, completat printr-o eliberare întîrziată, deoarece 75% din circuitele de abonat din lume nu produc un semnal de felul celui menționat în primul caz.

Așadar, dacă principiul comandării registrului trebuie să fie oricum modificat, avînd în vedere traficul internațional, atunci problema unui număr standardizat sau maxim de cifre ale numărului de apel pierde apreciabil din importanță și este rațional să se utilizeze în mod fundamental metoda de memorare (înregistrare) care la stabilirea legăturii pot să prelucreze un număr arbitrar de cifre ale numărului de apel.

Astăzi există mai multe metode de acest fel, care pot să fie utilizate în orice sistem de selectare. În general, introducerea lor într-un sistem de selectare automată nu costă mai mult decît introducerea unei metode limitate a capacității de cifre, și în plus, reduce cheltuieli apreciabile pentru extensiile ulterioare.

Publicațiile mai noi din diferite țări, permit să se observe că în rețelele automate locale și interurbane au și fost introduse dispozitive de memorare (registre) pentru prelucrarea unui număr oarecare de cifre, în cele mai diferite execuții tehnice.

În cele ce urmează se descriu cîteva astfel de metode de înregistrare.

La înregistrarea ciclică fiecare post de înregistrare poate să fie utilizat repetat, la fiecare angajare a registrului, pentru reținerea temporară a cîte unei cifre din numărul de apel. Prin post de înregistrare se înțelege acel montaj sau grup de montaje, care este necesar pentru înregistrarea unei cifre. Se utilizează această denumire pentru simplificare, cu toate că există registre ale căror „posturi" nu sînt stabil limitate unul față de celălalt.

La înregistrare, posturile sînt ocupate într-o succesiune ciclică, pornind de la un post oarecare, iar la transmiterea datelor, eliberarea acestora se face în aceeași ordine de succesiune. În acest caz, posturile care devin libere prin transmiterea informației pot să fie utilizate din nou pentru înregistrarea cifrelor care urmează.

Principiul registrului ciclic nu necesită utilizarea anumitor elemente constructive, sau grupe constructive.

La constituirea unui asemenea registru ciclic se poate utiliza orice element de înregistrare. Registrele ciclice care utilizează ca elemente de înregistrare, spre exemplu relee, miezuri magnetice bi- sau multi-stabile, electromagneți sau lamelele unui repetor de impulsuri electromecanic au devenit cunoscute. În acest caz, în funcția de execuție un element de înregistrare corespunde în fiecare caz unui impuls al discului de apel, unei exprimări da-nu, sau unei cifre întregi.

La înregistrarea cu deplasare, a registrului la fiecare angajare, fiecare post (ca și la registrul ciclic) poate să fie utilizat repetat, oricît de frecvent, pentru înregistrarea temporară a unei cifre din numărul de

apel. La înregistrare (spre deosebire de registrul ciclic), ocuparea se face pornind totdeauna de la același post, iar redarea se face totdeauna de la „postul de redare". La redarea unei cifre, toate cifrele înregistrate pînă atunci în registrul cu deplasare sînt „deplasate" din post în post în direcția postului de redare.

Registrul cu deplasare mai poate să fie realizat și astfel, încît cifra care intră să fie totdeauna înregistrată la postul N. În acest caz nu mai este necesar un ordonator de înregistrare, fiecare cifră trebuind să parcurgă toate posturile în calea sa spre ieșire.

În exploatare registrul cu deplasare, datorită ocupării repetate a posturilor de înregistrare, se comportă exact ca și registrul ciclic. Pentru dimensionare sînt aplicabile formulele indicate. Registrul cu deplasare poate de asemenea să înregistreze oricît de multe cifre și să le redea, neimplicînd în acest caz o limitare a numărului de cifre din numărul de apel.

Dispozițiile de înregistrare cu mai multe trepte sînt caracterizate prin faptul că la început, la solicitarea registrului, nu este pus la dispoziție decît un registru parțial, format din prima treaptă de înregistrare (treaptă principală). Registrele parțiale din alte trepte de înregistrare (trepte suplimentare) nu sînt conectate decît în caz de nevoie.

Aceste dispoziții se caracterizează prin fapul că cu oricare din procedeele de înregistrare se pot obține, în mod economic, instalații pentru prelucrarea unui număr oarecare de cifre sau instalațiile existente pot fi completate corespunzător.

Propunerile formulate la Montreal 1962 de către Comisia de studii XIII a CCITT pretind dispozitive de înregistrare pentru sistemele noi care să poată să prelucreze și numărul de cifre care va crește pe viitor. În acest scop sînt adecvate metodele de înregistrare descrise în special metoda înregistrării cu deplasare, care a și funcționat în bune condiții în multe sisteme. Pentru registrele noi din centralele telefonice locale și interurbane se recomandă utilizarea fundamentală a registrelor cu deplasare, în forma cea mai simplă.

*Roger, B. H. E. și Knaggs, A.* — **Releul P.O. tip 12,** The Post Office Electrical Engineers' Journal, 57 (1964), nr. 1, aprilie, pag. 27—31.

Se obișnuiește ca centralele telefonice cu și fără director (registru) să fie echipate pentru fiecare abonat cu o pereche de relee de comandă, denumite de obicei releu de linie (LR) și releu de tăiere (K). Aceste relee, în general de tipul 600, sînt amplasate împreună pe o placă de montaj alături de panourile uniselectorului.

În sistemul căutătorului de linie de 50 puncte pentru abonați cu trafic redus, condițiile impuse circuitului pentru releele LR și K sînt mai puțin oneroase decît în cazul cînd fiecare linie de abonat ar fi echipată cu un uniselector. Pentru acest motiv se poate folosi un releu mai simplu și mai ieftin decît tipul 600 și piesa folosită în acest scop este cunoscută sub numele de releul tip 12. Deși nu prea suplu și proiectat special pentru acest sistem, releul tip 12 poate fi folosit de asemenea în circuitele care necesită o cantitate mare de relee simple și sigure în funcționare.

Noul model conceput cuprinde o unitate constructiv multiplă, formată dintr-un jug comun pe care se pot instala unul pînă la cinci relee individuale, acționate prin pieptene. Jugul este montat direct pe rama căutătoarelor de linie folosindu-se alternativ unități prevăzute cu blocuri de lamele și bobine adecvate pentru releele LR și K respectiv. Metodele de fabricare și asamblare au contribuit la obținerea unui releu mai puțin costisitor decît tipul 600, însă avînd performanțe și durată de serviciu satisfăcătoare mai mult decît necesare pentru folosirea lor la abonații cu trafic redus.

Releele tip 12 se pot monta vertical pe o ramă de căutătoare.

Releele tip 12 se produc acum în serie și lamelele pretensionate asigură presiuni de contact în jurul a 30 gf fără a necesita altceva decît reglarea ocazională a contactelor împerechiate și chiar aceasta se consideră că nu va mai fi necesară pe măsură ce se îmbunătățesc metodele de folosire a uneltelor.

Releele tip 12 au fost construite ca să înlocuiască releele tip 600 în circuitul de linie și funcționarea circuitului rămîne aceea descrisă în articol.

Folosirea blocurilor de lamele acționate cu pieptene și a presiunilor de contact relativ mari reduce întreținerea la minim. Reglarea arcului de rapel va compensa mica pierdere de elasticitate a lamelelor mobile, din cauza îmbătrînirii, iar dublarea (împerecherea) contactelor poate compensa uzura lor și reducerea cursei pieptenului ridicător.

O bobină sau armătură poate fi înlocuită fără a trebui să se facă reajustare. Dacă se înlocuiește blocul de lamele, singura ajustare necesară constă dintr-o mică modificare a tensiunii arcului de rapel, pentru ca să se obțină valoarea prescrisă.

Întrucît pe un jug comun se pot monta pînă la cinci relee, un singur releu nemontat poate fi stocat ca piesă de rezervă, cuprinzînd patru părți interschimbabile: ansamblul bobinei, armătura, blocul de lamele și placa de fixare frontală. Reperele pentru cereri de comandă ale releului se referă numai la aceste patru părți, deoarece jugul constituie o piesă separat, care se comandă la cerere. De exemplu, dacă la un anumit echipament sînt necesare 17 relee, se vor comanda 17 ansambluri de piese și patru juguri comune, lăsînd trei poziții de releu ca rezervă.

Releul tip 12 a fost special conceput pentru a servi ca releu de linie și de tăiere pentru sistemul căutătorului de linie cu 50 de puncte, la un cost minim. Acest scop a fost realizat prin adoptarea unei concepții constructive simple, cu piese asamblate cu toleranțe mici și avînd proprietăți care reduc timpul de reglare la minim.

Deși releul nu are supleța tipului 600 este totuși de așteptat să se găsească aplicații pentru care caracteristicile releului tip 12 să fie acceptabile.

*Kyme R. C. și Scanlan W.* — **Dimensionarea barelor de curent continuu la centralele telefonice automate (C.T.A.),** The Post Office Electrical Engineers' Journal, 57 (1964), nr. 1, aprilie, pag. 15—21.

Metoda de distribuire a curentului la diferitele rame de echipament care constituie o centrală telefonică automată s-a schimbat puțin de la introducerea echipamentului tip 2000.

Alimentarea ramelor cu echipamente se face cu 50 V nominal. Fiecare ramă are pe una din părți o pereche de bare omnibuz care merg de la vîrf pînă la bază. O bară este izolată și se află la potențialul de — 50 V în raport cu cealaltă care se află la potențialul pămîntului. Alimentările inidividuale ale aparatelor sau panourilor se fac de la bara negativă prin fuzibilele de separație, iar diferitele legături la pămînt se fac de la bara de pămînt.

Barele ramelor sînt conectate la o pereche de bare situate deasupra fiecărui rînd sau batiu de rame de aparataj. Acestea sînt făcute din cupru dur sau aluminiu, de 3/4 in × 1/4 in și se numesc barele de rînd sau batiu interrame. O pereche similară de bare, numită barele întrerînduri, servește pentru conectarea barelor interrame în cazul cînd mai multe rînduri sau batiuri se alimentează de la o singură linie de bare secundare.

Bara negativă de batiu interrame sau întrerînduri este conectată la bara secundară prin fuzibil de grup

(125 A nominal), iar bara secundară este dublată de o bară de pămînt avînd aceeaşi mărime. Barele secundare sînt conectate la tabloul de forţă prin fideri principali şi sînt amplasate deasupra coridorului din sala centralei într-un astfel de mod, încît să permită conectarea convenabilă a barelor pe batiuri interrame.

S-au făcut numeroase încercări de a se întocmi o listă a valorilor maxime de curent, necesare fiecărui tip de ramă a unei centrale telefonice automate. Una din aceste liste este folosită actualmente ca bază de calcul pentru determinarea funcţionării la plină sarcină a centralelor. Sarcina totală a echipamentului este repartizată la un număr convenabil de fuzibile de grup, iar curentul maxim pe fuzibil de grup se deduce din tabele prin însumarea sarcinilor indicate pentru fiecare ramă care se alimentează prin fuzibilul de grup. Nu s-a făcut nici o încercare de a se folosi un factor reductor pentru grup, cu excepţia selectoarelor primare de cod şi de grup. Pentru aceste două tipuri de echipament s-a folosit o formulă simplă de reducere a curentului asignat pe ramă, pe măsură ce numărul de rame creşte.

Un factor reductor al curentului la calcularea dimensiunilor pentru bara secundară şi cea principală se poate obţine prin împărţirea sarcinii de la ora de vîrf, indicată în specificaţii, la sarcina maximă dedusă din numărul final de rame. În consecinţă, curentul care se presupune că va circula prin barele secundare, nu este format numai din suma curenţilor necesari tuturor grupelor alimentate de la acele bare, ci este egal cu această sumă înmulţită cu factorul reductor a cărui valoare obişnuită este 0,3.

Această metodă, sau o variantă a ei, se foloseşte de proiectantul de echipament pentru a calcula dimensiunea barelor necesare fiecărei centrale, ceea ce este cu totul empiric şi neexact.

Curentul necesar echipamentului unei C.T.A. variază din clipă în clipă. Felul variaţiei generale a sarcinii în timpul zilei este binecunoscut: se ridică la un maxim în cursul dimineţii, scade la timpul prînzului, se ridică din nou în cursul după amiezii pînă la un vîrf de obicei mai mic decît cel de dimineaţă, apoi spre seară coboară iarăşi, prezentînd eventual un vîrf de seară, după care scade la o valoare foarte redusă în timpul nopţii. De asemenea variaţiile săptămînale şi anuale se pot stabili uşor. Astfel de informaţii sînt necesare pentru a determina capacitatea instalaţiei de electroalimentare, însă nu sînt suficiente pentru dimensionarea barelor. Pentru acest ultim scop este necesar să se cunoască curenţii maximi de scurtă durată.

Centrala telefonică automată obişnuită cuprinde o mare varietate de echipamente individuale, fiecare din ele cerînd un curent diferit în timpul funcţionării, iar numărul de părţi de echipament folosite simultan depinde de numărul de apeluri efectuate. Aşadar, curentul la un moment dat depinde în parte de numărul de apeluri în curs de efectuare, şi în parte de funcţia anumită pe care fiecare element de echipament o efectuează la acel moment.

Traficul final care trebuie să fie asigurat este o condiţie necesară a fi prevăzută înainte de proiectarea centralei, iar cantitatea de echipament finală ce se va instala este deci cunoscută. Traficul mediu ce se satisface de către fiecare ramă de comutare în timpul orei de vîrf este de asemenea cunoscut.

O centrală se compune din multe rame de echipament, fiecare din ele avînd un consum de curent maxim şi dacă probabilitatea ca o ramă să ceară curentul maxim este foarte scăzută, atunci probabilitatea ca toate ramele să consume simultan curentul maxim este şi mai mică. Valoarea de curent care poate fi folosită în mod raţional la dimensionarea barelor de alimentare se află undeva, sub valoarea foarte mare care s-ar obţine prin însumarea curenţilor maximi, pe care fiecare ramă ar fi posibil să-i ceară. Scopul acestui articol este de a propune o metodă prin care această valoare a curentului să poată fi stabilită în mod logic, bazîndu-se pe o înţelegere mai bună a problemelor implicate în această calculaţie.

Pentru ca să se poată verifica, pe cît posibil, valorile deduse teoretic s-au făcut numeroase încercări cu echipamentul în funcţiune. Aceste încercări au constat din înregistrările curenţilor ceruţi de fiecare element de echipament şi de subsecţii, împreună cu înregistrarea simultană a traficului efectuat de către echipament. După ce s-a ţinut seama de faptul că unele rame nu au fost echipate complet şi că s-a lucrat în condiţii de trafic sub nivelul prevăzut la proiectare, rezultatele practice obţinute au dovedit în fiecare caz o foarte bună concordanţă cu valorile determinate teoretic.

*Sessler, G. M. şi West, J. E.* — **Microfon cu electret,** IEEE Trans. Broadcast and TV, BTR, nr. 1 (1964), pag. 73—76, 7 fig., 6 ref. bibl.

Este descris un nou tip de microfon, care foloseşte o placă de electret montată între electrozi, dispărînd astfel necesitatea polarizării cu curent continuu. Capacitatea specifică a electretului este mult mai ridicată (60 pF/cm$^2$) decît a sistemelor avînd ca dielectric aer. Prin urmare, la o aceeaşi caracteristică de frecvenţă, microfonul cu electret poate fi utilizat pentru amplificatoare cu impedanţă de intrare mică. Sensibilitatea microfonului depinde în mare măsură de sarcina superficială a electretului şi are valori de ordinul a cîţiva mV/μbar. Caracteristica de redare prezintă variaţii de numai $\pm$ 3 dB de la 50 la 15 000 Hz, în cazul unei sarcini de 5 MΩ. Variaţiile sensibilităţii în decurs de un an nu au depăşit $\pm$ 1 dB. Distorsiunile audio ale acestui tip de microfon sînt reduse, iar construcţia sa foarte simplă.

*Mothersole, P. L.* — **Corectarea şi stabilizarea nivelului de negru al imaginii la televizoare,** Television Soc. J., 10 (1964), nr. 9, ianuarie-martie, pag. 264—267, 4 fig.

La televizoarele la care reglarea automată a amplificării asigură menţinerea unui nivel mediu constant, acţionînd asupra semnalului video, rezultă o deteriorare a imaginii ca urmare a suprimării componentei de curent continuu. Această deteriorare se manifestă prin atenuarea culorii negre din imagine şi este mai intensă în special la imaginile întunecate. Circuitul de restabilire a componentei de curent continuu, descris amănunţit, presupune în esenţă aplicarea la grila cinescopului a unui semnal de corecţie a strălucirii imaginii, obţinut chiar de la ieşirea video. Se analizează circuitele sistemului de restabilire a componentei de curent continuu şi se dau cîteva din performanţele obţinute prin modificarea în acest sens a televizoarelor.

*Sev, A.* — **Amplificator video pentru televizor echipat cu tranzistoare,** Onde Electr., 44 (1964), nr. 447, iunie, pag. 640—645, 6 fig., 1 ref. bibl.

Caracteristicile care se cer unui amplificator video pentru un televizor echipat cu tranzistoare sînt: bandă de frecvenţă 7...8 MHz pentru standardul de 819 linii sau 4...5 MHz pentru 625 linii; liniaritate bună; să transmită componente de c.c; să aibă amplificare reglabilă pentru a putea varia contrastul; circuitul de atac este circuitul de detecţie care dă pentru 819 linii o tensiune de 2 V pe impedanţa de 2 kΩ şi 2,5 V pe 3 kΩ; impedanţa de sarcină este formată dintr-o rezistenţă de 40 kΩ în paralel

cu 12...15 pF, tensiunea de tăiere a tubului Wehnelt fiind 35...70 V plus o tensiune de sincronizare de 25...30 V (deci tensiune de ieşire totală 100 V). Cu tranzistoarele moderne se poate realiza un astfel de amplificator cu două tranzistoare: primul etaj este cu colectorul comun pentru obţinerea impedanţei mari de intrare. Etajul de ieşire este echipat cu tranzistorul BF-108 COSEM, cu tensiune inversă de 150 V şi frecvenţa de tăiere 120 MHz.

Se prezintă două scheme care diferă prin circuitele de polarizare şi prin amplificare.

*Chauvierre, M.* — **Problema traductorului curent-lumină în televizunea în culori cu referire la compatibilitate,** Onde Électr., 1964, nr. 443, februarie, pag. 160—172.

Recepţionarea emisiunilor de televiziune în culori impune probleme destul de grele, legate atît de concepţia unei scheme electronice, cît şi de costul aparatului. Problemele cele mai dificile apar în cazul folosirii tubului cu mască, care face ca schema electronică să fie foarte complicată şi aparatul foarte scump. Pentru înlăturarea în parte a acestor dificultăţi, sînt indicate: 1. Tuburile Lawrence, care prin construcţie conţin trei tuburi ale căror fascicule sînt concentrate pe ecranul tubului. Tubul este tot un tub cu mască, la care însă, placa perforată este înlocuită cu o grilă formată din fire paralele. Cele trei tuburi sînt dispuse în acelaşi plan, acesta fiind perpendicular pe planul liniilor care formează grile. Ecranul propriu-zis este format dintr-o serie de benzi de fosfor, roşii, verzi, albastre, iar înclinarea tuburilor este astfel încît, fiecare tub să corespundă benzii sale. 2. Sistemul cu trei tuburi, aranjate astfel încît să dea o vizualizare directă. Acest sistem foloseşte trei tuburi monocromatice şi un sistem de oglinzi transparente. Se discută problema recepţionărilor pe televizoarele alb-negru a emisiunilor în culori, precum şi posibilitatea recepţiei emisiunilor pentru 819 linii sau 625 cu acelaşi aparat.

*Battesti, J. şi L. Boithias* — **Studiul secţiunilor lungi în radioreleele cu vizibilitate directă,** Annales des Telecommunications, 1964, nr. 7—8, iulie-august.

În planificarea radioreleelor cu vizibilitate directă se recomandă evitarea secţiunilor lungi (de peste 70—80 km) din cauza fadingului. Studiind propagarea în benzile de 2 şi 4 GHz pe 6 astfel de trasee (între 110 şi 242 km), autorii au dedus anumite particularităţi ale distribuţiei valorilor de cîmp.

Se ştie că vizibilitatea radioelectrică este superioară vizibilităţii optice, coeficientul K fiind mai tot timpul supraunitar. Dat fiind că acest coeficient este variabil de-a lungul traseului şi că valoarea de calcul este oarecum o medie a valorilor locale, probabilitatea fadingului de obturare scade cu creşterea traseelor, prin efecte de compensare. De aceea în locul degajării pentru $K = 0{,}8$ se poate lua în calcul condiţia $K = 1$.

Fadingul de interferenţă între unda directă şi cea reflectată de sol devine neglijabil.

Se constată deseori o variaţie diurnă amplă a nivelului median orar; de ex. la amiază există o pierdere de 1 dB faţă de spaţiul liber, seara pierderea este de 6—7 dB, atingînd în zori 9 dB şi scăzînd apoi linear în cursul dimineţii.

Autorii reduc majoritatea fadingurilor la două mecanisme de origină atmosferică: drumuri multiple în troposferă şi deviaţii ale fluxului principal de energie de la traseul normal. În al doilea caz, provocat de stratificări stabile în troposferă, apar căderi relativ bruşte şi de lungă durată (chiar ore întregi) cu 20—30 dB, ale valorilor mediane, peste care se suprapune un fading de interferenţă adînc.

Vara propagarea este mai rea, mai ales în zone temperate. Ploaia şi absorbţia atmosferică n-au nici o influenţă la 4 GHz.

Distribuţia valorilor de cîmp prezintă totdeauna o recurbare în jos, în scară Gauss, începînd de pe la valorile depăşite 90% din timp. Panta creşte cu frecvenţa şi cu distanţa, adică cu raportul între lungimea traseului şi lungimea de undă. Pe perioade lungi nu se regăseşte distribuţia Rayleigh pe care o atestă analiza înregistrărilor pe timp de o oră în perioada de propagare rea. Numărul perioadelor cu distribuţie Rayleigh creşte cu distanţa şi frecvenţa, în timp ce valorile mediane orare se apropie cu atît mai mult de o distribuţie log-normală, al cărui ecart tip creşte cu distanţa. Ca urmare, legea de distribuţie a valorilor instantanee pe o perioadă lungă tinde spre o combinaţie Gauss-Rayleigh, ca şi aceea din cazul legăturilor transorizont.

Autorii propun nişte curbe tip de distribuţie pentru diferite distanţe şi frecvenţe, în climat temperat, pe trasee terestre, în anotimpul defavorabil, pentru constante de timp de înregistrare ale ord. 1 sec. Dăm mai jos cîteva valori caracteristice (nivele faţă de spaţiul liber nedepăşite 1% din timp).

| | | 10% | 50% | 90% | 99% | 99,9% | 99,99% |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 4 GHz | 100 km | 1 | — 3 | — 8 | —16 | —27 | —39 |
| | 150 km | 0 | — 5 | —11 | —21 | —34 | — |
| | 200 km | 0 | — 6 | —14 | —25 | —38 | — |
| | 250 km | —1 | — 7 | —17 | —30 | — | — |
| GHz | 100 km | 0 | — 4 | —10 | —18 | —30 | — |
| | 150 km | —1 | — 6 | —14 | —25 | —39 | — |
| | 200 km | —1 | — 8 | —17 | —30 | — | — |
| | 250 km | —2 | —10 | —20 | —35 | — | — |

Recepţia în diversitate are uneori efecte foarte favorabile. Diferenţa de înălţime între cele două antene trebuie să fie de 20—25 m, în timp ce distanţarea pe orizontală n-are nici un efect. Diversitatea de frecvenţă reclamînd diferenţe de cel puţin 5%, este practic inutilizabilă.

În a doua parte a articolului autorii încearcă să aplice aceste constatări la predeterminarea calităţii telefonice. Se atrage atenţia asupra influenţei constantei de timp a înregistratorului, arătîndu-se că datele obţinute nu se pot compara direct cu avizul CCIR.

Metoda de proiectare propusă este următoarea: Se aleg caracteristicile echipamentului, se calculează marginea de fading rămasă pe o secţiune dată pentru un raport s/zg de 43 dB şi se caută pe curbele tip amintite procentajul de timp corespunzător. Rezultatele sînt pesimiste în raport cu avizul CCIR nr. 393, din cauza diferenţei de timp de integrare, dacă fadingurile nu sînt rapide, şi optimiste dacă fadingul rapid este frecvent. Analiza experienţei autorilor duce la obligativitatea folosirii diversităţii pentru trasee de ord. 100 km şi mai lungi.

Timpul în care zgomotul depăşeşte $10^6$pW (aviz CCIR nr. 393) nu se poate măsura, înregistratoarele avînd constante de timp prea mari, iar măsurătoarele sensibilitate prea slabă. Se propune o metodă de extrapolare în ipoteza unei distribuţii Rayleigh.

Folosind diversitatea de frecvenţă, ameliorarea este de ord. 4 dB la 90%, 8 dB la 99%, 12 dB la 99,9%, 16 dB la 99,99%.

În concluzie, autorii recomandă traseele lungi în vizibilitate directă cu condiţia degajării ample şi folosirii diversităţii.

# Recenzii

*Kremer, H.* — **Planificarea reţelelor urbane (Ortsnetzplanung)**, Ed. Schiele & Schön, 179 pag., 90 fig., 14 tabl.

Această lucrare tratează problemele economice puse de planificarea reţelelor telefonice urbane. Se pare că pînă acum nu s-a publicat nicăieri un studiu de ansamblu asupra acestor probleme, ci doar note fragmentare (printre care şi un articol al defunctului prof. I. Constantinescu în revista noastră).

Problema este deosebit de interesantă, dat fiind partea importantă pe care o reprezintă costul liniilor de abonat şi liniilor de intercomunicaţii pentru costul total al reţelei urbane.

Se semnalează de la început că în prezent astfel de studii se fac încă empiric ; primul capitol expune întinderea problemei, care nu se limitează la linii, ci atinge şi structura reţelei, amplasarea centralelor etc. În capitolul 2 sînt reunite datele de bază pentru calculele economice : costul materialelor, influenţa sconturilor şi dobînzilor, durata de viaţă a elementelor reţelei. Pornind de la aceste date se defineşte durata optimă a tranşelor de extindere în diverse ipoteze.

Capitolul 3 studiază optimizarea structurii reţelelor urbane. După ce expune diverse structuri şi elemente de structură (reţele cu ochiuri sau în stea, sisteme de multiplexare, trunchiuri de revărsare, subrepartiţie simplă sau dublă), autorul rezolvă problema optimizării pe un model teoretic de oraş cu străzi perpendiculare, ocupîndu-se de lungimea liniilor de abonat, alegerea amplasamentului centralei şi concentratoarelor, repartiţia atenuărilor şi în final de alegerea calibrului conductoarelor din cablu.

Capitolul 4 tratează dimensionarea echipamentului de centrală pornind de la aplicarea calculului probabilităţilor la gradul de ocupare al echipamentului. Aci se studiază şi problema concentratoarelor şi a razei de acţiune a centralei.

În capitolul 5 se studiază planificarea pe termen lung a reţelelor. Se arată cum, pornind de la anumite elemente (în special evoluţia populaţiei), se pot stabili legi de creştere a densităţii de abonaţi. Se subliniază necesitatea coordonării cu planurile de urbanism şi utilitatea unei dezvoltări planificate a economiei generale a ţării. Pornind de la o astfel de planificare, autorul arată cum se poate trece la întocmirea planului de dezvoltare al telefoniei şi la fixarea amplasamentului centralelor.

Capitolul 6 dă indicaţii generale privind întocmirea proiectelor de execuţie ale reţelelor urbane (cabluri şi canalizaţii). În concluzie, autorul insistă asupra necesităţii de a revizui periodic planurile de perspectivă, pentru a ţine seama de perfecţionările tehnice, de progresul general al ţării şi de schimbările de preţuri. Teoria şi rezultatele sale se bazează pe stările de lucruri din R. F. Germană şi nu trebuie aplicate mecanic în alte ţări, dar indicaţiile pe care această carte le cuprinde pot fi foarte preţioase pentru inginerii care se ocupă de dezvoltare şi pentru proiectanţi.

---

# Cronică

## Tîrgul internaţional de la Leipzig la a 800-a aniversare a existenţei sale

Tîrgul de primăvară din 1965 care s-a desfăşurat sub lozinca „A 800-a aniversare a Tîrgului de la Leipzig — pentru comerţ mondial liber şi pentru progres tehnic" a depăşit în amploare toate ediţiile de pînă acum. Avînd o asemenea tradiţie, el constituie astăzi un important centru de întîlnire a comerţului Est-Vest, aducînd o contribuţie de seamă la dezvoltarea comerţului mondial, la afirmarea principiilor coexistenţei paşnice.

Poziţia geografică centrală a Leipzigului, a făcut din el o verigă a schimbului de mărfuri european. În 1965, Leipzigul, al doilea oraş ca mărime al Republicii Democrate Germane, sărbătoreşte un dublu jubileu ; existenţa sa de 800 de ani şi totodată jubileul de 800 de ani al tîrgurilor de la Leipzig.

Leipzigul se poate mîndri însă şi cu mari tradiţii revoluţionare ale clasei muncitoare germane. Marii conducători ai clasei muncitoare germane August Bebel şi Karl Liebknecht şi-au început la Leipzig activitatea lor comună pentru eliberarea clasei muncitoare germane. În 1874, Karl Marx a venit la Leipzig unde a avut o serie întreagă de convorbiri.

Printre clădirile memoriale de seamă, legate de mişcarea muncitorească internaţională, se numără şi tipografia Iskra, situată într-una din suburbiile oraşului Leipzig, Probstheide, unde acum 64 de ani, V. I. Lenin a tipărit primul număr al ziarului „Iskra". Tot aici se află

și muzeul Gheorghi Dimitrov — fostul „tribunal al reichului german", unde în 1933, conducătorul clasei muncitoare bulgare s-a ridicat în fața opiniei publice mondiale ca acuzator al fascismului german.

Anul acesta, Tîrgul s-a ținut între 28 februarie și 9 martie. Cu o suprafață de 116 000 mp., — o treime din suprafața totală de expunere — participarea străinătății a fost cea mai mare din istoria sa.

La tîrgul de primăvară din acest an au participat firme din 75 de țări, fiind prezenți peste 9 000 de expozanți. Numeroase delegații guvernamentale din diferite țări au vizitat Tîrgul, printre care și delegația guvernamentală a R. P. Romîne condusă de Constantin Tuzu, vicepreședinte al Consiliului de Miniștri. De asemenea un mare număr de delegați ai camerelor de comerț și asociațiilor economice au purtat negocieri comerciale și au examinat noi posibilități de colaborare economică (fig. 1).

Tîrgul de la Leipzig joacă nu numai un rol important în comerțul internațional, ci constituie totodată centrul unei ample comparări în ce privește realizările tehnico-științifice și al schimbului de experiență. Și în acest an au avut loc diverse congrese și simpozioane internaționale, precum și conferințe de specialitate la care au participat peste 400 de cunoscuți oameni de știință și specialiști din R.D.G. și din străinătate.

Printre țările participante la Tîrgul jubiliar, statele socialiste au ocupat un loc de frunte. Alături de produsele de export ale Republicii Democrate Germane, expozițiile lor colective și pe ramuri au scos în evidență într-un mod impresionant creșterea continuă a producției industriale din cadrul sistemului economic socialist.

Pentru exponatele țărilor socialiste, selecționate după criterii de calitate și de nivel tehnic, pe terenurile ocupate de Tîrgul Tehnic cît și de pavilioanele din centrul orașului a fost rezervată o suprafață de aproximativ 40 000 m$^2$.

U.R.S.S., ca cel mai mare expozant străin, a expus din nou numeroasele sale produse industriale la Tîrgul jubiliar, în Pavilionul sovietic al tîrgului. O serie de produse superioare ale construcției de mașini-unelte, produse electrotehnice și de tehnică medicală de înaltă calitate, precum și un larg sortiment de vehicule rutiere, mașini de construcții și agricole au stat în centrul atenției.

Republica Populară Romînă a ocupat la Tîrgul jubiliar o suprafață de aproximativ 2 800 m$^2$. Expoziția sa a fost situată ca de obicei în Pavilionul 17 și pe terenurile în aer liber din fața acestuia. Înaltul nivel al realizărilor industriei romînești a putut fi remarcat mai ales prin numeroasele exponate ale construcției de mașini și ale electrotehnicii. Freze universale și verticale, strunguri, mașini de găurit, mașini pentru industria textilă și forestieră, precum și transformatori de mare putere, motoare electrice și agregate de sudură sînt numai cîteva exemple din această ofertă variată.

Deosebit de impresionante au fost și de data aceasta pentru vizitatorii autohtoni și străini, utilajele pentru industria petrolului și mașinile de construcție, expuse pe terenurile în aer liber. Un turn de foraj T 50 pe care flutura drapelul R. P. Romîne, atrăgea de la distanță atenția asupra lui. În afară de aceasta, Republica Populară Romînă a participat pe o suprafață mai mare cu material rulant.

Întreprinderea de comerț exterior „CARTIMEX" a fost reprezentată la „Messehaus am Markt" cu un variat sortiment de cărți științifice și beletristice.

Expoziția colectivă a Republicii Populare Romîne a prezentat, de asemenea, la Pavilionul 5, produse tehnice de primă clasă. Pe lîngă

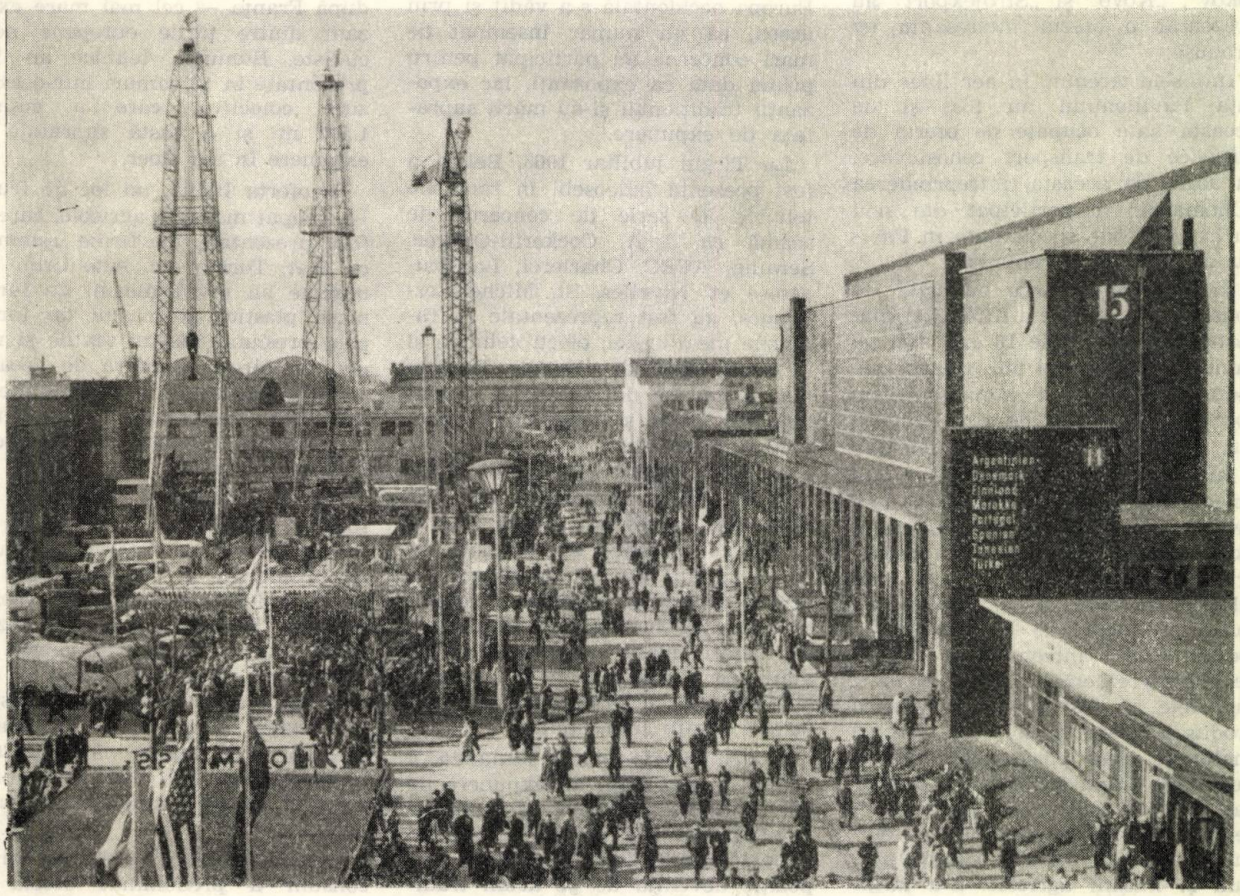



Fig. 1

machetele unor obiective industriale şi un bogat sortiment de maşini şi utilaje, au fost expuse cele mai noi realizări din domeniul electronicii şi electrotehnicii. Corespunzător importanţei sale în cadrul economiei naţionale poloneze, s-a acordat şi chimiei locul cuvenit în expoziţia colectivă, precum şi într-un stand suplimentar specializat.

Puternica industrie a Republicii Populare Polone a fost prezentată la Tîrgul Tehnic de un număr de 12 întreprinderi de comerţ exterior. Oferta lor cuprinde produse textile şi bunuri tehnice de consum, pînă la produse alimentare şi delicatese.

Tot atît de bogată a fost şi oferta Republicii Socialiste Cehoslovace la Tîrgul jubiliar. Întregul Pavilion 4 a fost prevăzut pentru expunerea produselor tehnice din această ţară. Fabrica cu renume ca Skoda, CKD şi Tatra sau Tesla, Regula şi Metra, precum şi întreprinderi de comerţ exterior cu tradiţie ca „Motokov", „Kovo" şi „Strojexport" au prezentat o ofertă interesantă de produse.

Întinsele terenuri în aer liber din faţa Pavilionului au fost şi de această dată ocupate de oferta de mijloace de transport cehoslovace. În afară de aceasta, întreprinderea „Chemapol" a participat din nou cu exponate de specialitate în Pavilionul de produse chimice.

În ceea ce priveşte bunurile de consum, Cehoslovacia a fost cel mai mare expozant. Cele 18 expoziţii pe ramuri, cu cele mai noi produse ale industriei uşoare şi alimentare, au constituit un punct de atracţie pentru vizitatorii autohtoni şi străini.

Participarea Republicii Populare Ungare la Tîrgul jubiliar a fost deosebit de interesantă, deoarece a expus pentru prima oară, în cadrul grupelor diferite, produsele sale tehnice. În total 9 pavilioane au constituit standurile reprezentative ale diferitelor întreprinderi ungare de comerţ exterior. Cele mai mari suprafeţe au fost prevăzute pentru produsele construcţiei de maşini-unelte şi electronică-electrotehnică. Republica Populară Ungară a ocupat de asemenea mari terenuri în aer liber pentru exponatele de vehicule rutiere şi material rulant, precum şi maşini agricole. S-a lărgit şi oferta de bunuri de consum printr-un stand cu articole de artizanat, astfel încît Ungaria a fost reprezentată la Tîrgul jubiliar în 7 pavilioane.

Republica Populară Bulgaria şi Republica Socialistă Federativă Iugoslavia au participat la Tîrgul jubiliar cu mari expoziţii colective în Pavilionul 17 şi pe terenurile din faţa acestuia. Fiecare ţară a ocupat o suprafaţă de peste 2 000 m². Centrul de greutate al produselor bulgare şi iugoslave l-a constituit exponatele construcţiei de maşini şi de electrotehnică.

Republica Populară Chineză a fost prezentă în Pavilionul 17 cu o expoziţie colectivă. Expoziţia colectivă a Republicii Cuba, a fost organizată din nou de către Camera de Comerciо de la Republica de Cuba şi a cuprins, pe lîngă tradiţionalele bunuri de export ale industriei alimentare şi de delicatese, şi un bogat sortiment de diferite produse industriale.

Cu prilejul Tîrgului jubiliar, ţările europene nesocialiste au ocupat o suprafaţă de expunere cu 12% mai mare decît la Tîrgul de primăvară din 1964 şi au prezentat o ofertă considerabil îmbunătăţită din punct de vedere calitativ. Interesul deosebit al cercurilor economice din Europa occidentală s-a vădit şi prin aceea, că un număr însemnat de mari concerne au participat pentru prima dată ca expozanţi, iar expozanţii tradiţionali şi-au mărit suprafaţa de expunere.

La Tîrgul jubiliar 1965, Belgia a fost prezentă îndeosebi în ramurile tehnice. O serie de concerne de seamă ca S. A. Cockerill-Ougrée, Seraing, ACEC, Charleroi, La Brugeoise et Nivelles, St. Michel-Lez-Bruges, au fost reprezentate în ramurile metalurgiei, electrotehnicii şi în construcţiile de vehicule. De asemenea, un loc de frunte l-a ocupat maşinile grele şi maşinile de prelucrare a metalelor.

În ce priveşte Danemarca, pentru moment, oferta bunurilor de consum mai predomină, însă oferta produselor tehnice se măreşte de la an la an. Un loc de frunte l-a ocupat îndeosebi produsele electronice. De asemenea, şi tehnica de exploatare, măsură, comandă şi reglare, cît şi maşinile de birou, maşinile textile şi maşinile grafice au ocupat poziţii importante.

Pentru prima dată Finlanda a ocupat o suprafaţă de expunere de peste 500 m². Suomen Messut-Helsinki a fost din nou organizatorul expoziţiei colective din Sala 14, expoziţie devenită de pe acum tradiţională şi care a ocupat ea singură o suprafaţă de aproape 300 m². Această expoziţie a oferit o interesantă privire de ansamblu asupra capacităţii industriale de export a Finlandei.

Dintre toate ţările nesocialiste, Franţa a ocupat cea mai mare suprafaţă de expunere, suprafaţă cu aproximativ 15% mai mare decît cea de la ultimul Tîrg de primăvară. Ofertele cele mai importante au fost prezentate în domeniul metalurgiei, îndeosebi de către uniunea franceză a oţelului OTUA-Paris şi în domeniul autovehiculelor, unde firme conducătoare din industria constructoare de autovehicule şi-au prezentat produsele. Firma Renault a prezentat pentru prima dată la Leipzig întreaga sa gamă de producţie. De asemenea, mari suprafeţe au fost ocupate în domeniul maşinilor prelucrătoare de metale, electrotehnicii, maşinilor textile şi maşinilor de birou.

La Tîrgul jubiliar, Grecia a participat cu o expoziţie oficială colectivă, organizată de Camera de comerţ a Greciei pe o suprafaţă considerabil mărită faţă de primăvara anului precedent.

Marea Britanie, care a ocupat o suprafaţă cu 20% mai mare decît în primăvara trecută, a fost — după Franţa — cel mai mare expozant dintre ţările europene nesocialiste. Bunurile tehnice au fost prezentate în 13 ramuri într-o expoziţie colectivă, care a cuprins 1 500 m² şi o vastă suprafaţă de expunere în aer liber.

În oferta Italiei, un loc de frunte l-a ocupat maşinile agricole, care au fost prezentate de firme renumite ca Fiat, Torino etc. Alte firme cunoscute au oferit maşini de turnat mase plastice şi maşini de turnat prin presiune, maşini textile şi maşini de birou. În afară de aceasta, produse italiene de înaltă calitate au mai fost prezentate în domeniile electrotehnicii, turnătoriei şi a vehiculelor rutiere.

Printre expozanţii din ţările europene nesocialiste, Austria s-a situat pe locul al treilea. Institutul de promovare a economiei al Camerei federale a industriei meşteşugăreşti din Viena a fost reprezentantul unui număr important al membrilor săi cu un stand de informaţii foarte instructiv. Industria siderurgică a prezentat producţia de export de oţeluri nobile, sîrme laminate, table de oţel nobil, piese turnate, utilaje miniere şi siderurgice.

În oferta austriacă de bunuri de consum a predominat oferta de export a industriei textile şi de confecţii cu produsele sale ultramoderne.

Oferta Suediei, la care de asemenea s-a putut observa o vădită lărgire faţă de anul precedent, se concentrează îndeosebi asupra Tîrgului Tehnic. Pe prim plan s-au si-

tuat produsele oțelăriilor suedeze. „Svenska Järnbrukens Gruppcentral"-Stockholm, reprezintă renumite oțelării care produc oțelul suedez cunoscut în lumea întreagă ; uzinele „Svenska Metallwerken", Västeras, au prezentat metale neferoase și materiale plastice, semifabricate și fabricate finite pentru industrie și consum.

În comparație cu Tîrgul de primăvară 1964, suprafața de expunere închiriată de Elveția a crescut cu aproape 60%. Din cei aproximativ 1 300 m² suprafață de expunere, 75% s-au situat pe suprafața ocupată de Tîrgul Tehnic.

Irlanda a participat, printre altele, la expoziția din pavilionul „Ringmessehaus" cu țesături tweed și cu alte textile.

Țări ca Spania, Portugalia, Turcia și Ciprul au oferit cu precădere fructe citrice și uscate.

Expozanți din 35 de țări de dincolo de ocean au participat la Tîrgul jubiliar ; în comparație cu 1964, suprafața de expunere ocupată de ei a crescut cu 25%. India, cel mai mare expozant de dincolo de ocean, a lărgit expoziția sa colectivă cu o treime, corespunzător importanței acestei manifestări jubiliare.

Forurile guvernamentale de resort ale unor state, ca de pildă Republica Arabă Unită, Irakul, Libanul și Columbia, încă cu mult timp în urmă și-au rezervat suprafețele pentru expozițiile lor colective oficiale.

Marocul, Indonezia, Canada, S.U.A., Japonia, Pakistanul, Iranul, Argentina, Uruguayul, Brazilia, Ecuadorul, Sudanul, Tunisia și Madagascarul au fost, de asemenea, prezente la Tîrgul jubiliar.

Bineînțeles că cel mai mare expozant a fost Republica Democrată Germană, care a ocupat și în acest an cea mai mare suprafață de expunere, cu un larg sortiment de exponate din toate ramurile economiei sale naționale.

Ramura industrială a tehnicii telecomunicațiilor și măsurării reprezintă un potențial economic însemnat al Republicii Democrate Germane.

În total, ramura industrială a telecomunicațiilor și măsurării (RFT) a prezentat specialiștilor din întreaga lume 240 produse și instalații. Printre acestea peste 70 produse de înaltă tehnicitate și 104 noutăți și perfecționări.

În domeniul tehnicii de măsurare electronică au fost oferite aparate de măsurat pentru încorporarea în instalații cum și aparate și platforme pentru măsurări de precizie pentru organizarea de laboratoare complete, între altele, pentru măsurări cronologice și de frecvență, măsurări de frecvențe joase, înalte și foarte înalte, cum și domenii de aplicație a fizicii nucleare.

Tehnica medicală a fost reprezentată și ea prin noutăți și perfecționări esențiale aduse aparatelor electronice medicale.

Din marele număr de produse de nivel tehnic superior, de noutăți și perfecționări oferite, un interes deosebit l-au prezentat mai ales următoarele exponate :

Uzina de telecomunicații Fernmeldewerk Arnstadt a prezentat instalații din seria nou dezvoltată a tipurilor ATZ. Aceste instalații telefonice, care folosesc tehnica comutatoarelor cu coordonate, pot fi utilizate în oficii poștale ca centrale cu serviciu restrîns, centrale pline și de tranzit. Aceste centrale lucrează cu comandă indirectă și ele conțin numai relee plate și comutatoare cu coordonate. În felul acesta, consumul de timp pentru întreținere și necesarul de piese de schimb sînt mult reduse.

Bazată pe experiența dobîndită la dezvoltarea și fabricarea aparaturii cu curenți purtători (TF) cu număr redus și mare de căi, uzina Fernmeldewerk din Leipzig produce un sistem de telefonie cu curenți purtători, modern, tranzistorizat, sub denumirea de tip ETF. Această instalație deservește 60—120 căi de telefonie la o distanță maximă de 12 500 km și satisface recomandările CCITT pentru telecomunicații la mare distanță.

Aparatele telefonice de masă ale uzinei Fernmeldewerk Nordhausen au fost reprezentate la Tîrg prin tipul W63a cu amplificator de recepție tranzistorizat. Exponatul este indicat în special pentru utilizarea în birouri, ateliere și locuințe, și este echipat cu cordon în spirală. El se distinge printr-o formă aspectuoasă și se livrează în execuție din material plastic colorat.

Cele mai importante noutăți în domeniul radiotelefoniei pe unde ultrascurte sînt produsele de calitate ale uzinei Funkwerk Dresden. Această întreprindere a expus o instalație de radio-telecomandă, complet tranzistorizată, tip UFT 501, pentru transmiterea de telecomenzi pe distanțe scurte pînă la 150 m. Această instalație poate fi întrebuințată în mod adecvat și rentabil pentru comanda de la distanță a macaralelor, excavatoarelor, vehiculelor și mașinilor.

Aceași uzină a mai prezentat un radiotelefon manual, complet tranzistorizat, care poate fi folosit în agricultură, în topografie, în construcția navală, la montaje etc. Forma modernă și o carcasă rezistentă la șocuri, constituie avantajele acestui mic aparat telefonic tranzistorizat.

În domeniul tehnic al marilor posturi de radioemisie, uzina Funkwerk Berlin a oferit un nou emițător radiofonic cu unde ultrascurte de 3 kW, produs de calitate superioară. Acest emițător, ai cărui parametri electrici și al cărui construcție corespund celui mai înalt nivel mondial, servește pentru difuzarea cu o mare fidelitate a programelor de audiție radiofonică. El se pretează foarte bine pentru transmisia stereofonică. La defectarea etajului final sau a etajului preliminar de serviciu, antena este comutată automat pe etajul de rezervă, pregătit totdeauna pentru funcționare.

În domeniul televiziunii în culori s-au făcut între altele, demonstrații cu exploratorul colorat Dia.

Dispunînd de un bogat sortiment de aparate nautice și radiotennice, ramura industrială a telecomunicațiilor este în măsură să echipeze toate tipurile de nave cu cele mai moderne instalații și aparate de electronică navală.

Produsele de calitate superioară, cum sînt instalația electrică de comandă manuală și automată, instalația radiotelefonică pe unde limită FSG 60, postul de emisie pentru nave cu bandă laterală unică de 500 W, sonda orizontal-verticală HAG 401, sînt o dovadă a productivității în acest domeniu.

Tehnica măsurărilor electronice a fost de asemenea reprezentată și la Tîrgul jubiliar printr-un mare număr de produse de înaltă tehnicitate.

La Tîrgul jubiliar, oferta ramurii aparatelor de radio și televiziune a fost mare. Oferta s-a bazat pe expoziția colectivă, ce a ocupat o suprafață de aproximativ 2 300 m², organizată de întreprinderile constructoare de aparate de radio și de televiziune, ca și pe ofertele întreprinderilor de comerț exterior Kovo-Praga, respectiv Universal-Varșovia, și ale diferitelor firme din Germania occidentală.

Expoziția colectivă de aparate de radio și televiziune a cuprins aproximativ 400 de exponate ale unui număr de 25 de întreprinderi specializate și au purtat titlul „15 ani de tehnică radiofonică și de televi-



MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883

ziune — Jubileul realizărilor unei ramuri industriale".

Ramura industrială de radio-televiziune a R.D.G. are o mare producție. În întreprinderea de stat

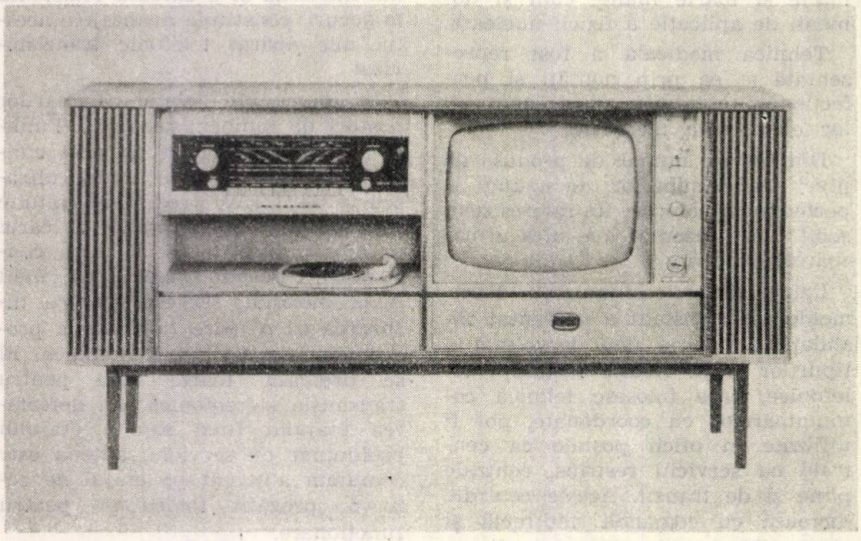


Fig. 2

Stern-Radio Sonneberg la fiecare 90 de secunde, un aparat de radio destinat exportului părăsește banda rulantă. Întreprinderea de aparate de televiziune Stassfurt se numără în Europa printre întreprinderile de frunte ale acestei ramuri. Întreprinderile ramurii industriale de radio-televiziune se vor prezenta cu o ofertă cuprinzătoare la Tîrgul jubiliar; ea a cuprins nu mai puțin de 55 de aparate noi și aparate perfecționate care, în cadrul unui tîrg preliminar, au fost supuse unei examinări finale.

*Combina muzicală „Kosmos V"* (fig. 2) se compune dintr-un aparat de radio, un televizor și un picup. Radioreceptorul este de tipul „Oberon-Stereo" lucrînd la rețeaua de 220 V, 50 Hz. Funționează pe unde lungi, medii, scurte și ultrascurte. Are 4 difuzoare: 2 difuzoare de 6 W și 2 de cîte 1,5 W. Este echipat cu tuburile: ECC 85, ECH 81, EF 89, EBF 89, EAA 91, 2 x ECC 83, 2 x EL 84, EM 84 și EZ 81. Televizorul este de tipul „Stasfurt II". Este echipat cu un tub cinescop cu diagonala de 59 cm. Este prevăzut cu un difuzor de bandă largă de 3 W și altul pentru frecvențe înalte de 1 W. Picupul este de tipul Ziphona-Laufwerk P12—35 Stereo. Are un difuzor de 8 W. Mecanismul de antrenare este prevăzut cu 4 viteze: $16^2/_3$, $33^1/_3$, 45 și 78 turații/min. Acesta este numai unul din numeroasele produse ale industriei constructoare de aparate de radio și televiziune care au fost expuse în cadrul Tîrgului Tehnic.

★

*Prin promovarea colaborării internaționale și a comerțului pașnic, Tîrgul de la Leipzig reprezintă un factor activ în afirmarea principiilor coexistenței pașnice între state cu orînduiri sociale diferite.*

Ing. **Cl. Constantinescu**

# СОДЕРЖАНИЕ

621.394.324: 681.14

БАРБУ, ЭНЕЯ: **К определению логических цепей, эквивалентных механизмам телетайпа.**

В статье рассматривается вопрос перехода от механизмов телетайпа к эквивалентным логическим цепям, необходимым для замены некоторых частей и узлов статическими элементами. Этим дается возможность создания электронных телетайпов.

После определения логических цепей производится анализ работы на основании логических соотношений.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 4, стр. 97–105

---

621.392.52

МАТЕЕСКУ, АДЕЛАИДА: **Чувствительность рабочих параметров всепропускающих схем при изменении элементов схемы.**

Исследуется влияние некоторых малых изменений значения элементов схемы на рабочие параметры всепропускающих схем.

На основании полученных результатов можно рассчитать изменение рабочих параметров всепропускающих схем, когда известна величина изменения во время работы (например вследствие старения деталей).

В обратном случае, т.е. когда известна допустимая величина отклонения параметров, на основании установленных формул можно производить расчет допусков, зная допустимые величины отклонений для рабочих параметров.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 4, стр. 106–113

---

621.395.44

ВАРДАЛЛА, М.: **Модернизация систем уплотнения МЕ 8 и МГ 15.**

Описываются технические изменения сделанные некоторой высокочастотной аппаратуре уплотнения сети Министерства Транспорта и Связи Р.Н.Р. с целью улучшения качественных показателей и продления их срока жизни.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 4, стр. 114–119

---

621.395.6

МАНДЖОРЯ, Ф.: **Автоматический телевизионный аппарат, изготовляемый заводом „Электромагнетика", г. Бухареста.**

Описывается телевизионный аппарат, изготовляемый заводом „Электромагнетика" и приводятся основные характеристики и методы контроля аппарата в процессе работы.

Представлено новое изделие румынской электротехнической промышленности, ссзданное на основании технического изучения проведенного на заводе.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 4, стр. 120–126

---

621.397.62

ГАВРИЛЭ, Г.: **Телевизор ВС 59—642 „Космос 3"**

Представлена и рассматривается принципиальная схема, а также некоторые узлы нового телевизора, изготовляемого заводом „Электроника".

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 4, стр. 127–130

# INHALTSVERZEICHNIS

621. 394.324 :681.14

BARBU, E. **Beiträge zur Bestimmung der den Mechanismen des Fernschreibers äquivalenten logischen Kreise.**

Es werden die Korrespondenzen zwischen den Mechanismen des Fernschreibers und den logischen Kreisen behandelt, zwecks der Ersetzung einiger mechanischen Teile dieses Gerätes durch statische Baugruppen mit Rücksicht auf die Verwirklichung der elektronischen Fernschreiber.

Die festgestellten logischen Kreise werden dann auf Grund der logischen Beziehungen analysiert.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 9 (1965), Nr. 4, S. 97–105

---

621. 392.52

MATEESCU, AD. **Die Empfindlichkeit der Betriebsparameter des All-pass-Kreises zur Variation seiner Bauteile.**

Es wird die Wirkung kleiner Werteänderungen der Bauteile über die Betriebsparameter des All-pass-Kreises analysiert. Auf Grunde der erreichten Ergebnisse kann die Herabsetzung dieser Parameter wegen einer gesetzmässigen Änderung (z. b. Alterung) berechnet werden. Umgekehrt, wenn die zulässige Änderung der Parameter ist vorgeschrieben, gestatten die erhaltene Formeln die Berechnung der zulässigen Toleranzen der Bauteile.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 9 (1965), Nr. 4, S. 106–113

---

621.395.44

WARDALLA, M. **Modernisierung der Fernsprechsysteme ME 8 und MG 15.**

Es werden die technischen Veränderungen beschrieben, mittels derer die Kennwerte einiger älteren Trägerfrequenzsystemen verbessert und ihre Lebensdauer verlängert wurden.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 9 (1956), Nr. 4, S. 114–119

---

521.395.6

MANGIUREA, FR. **Der von „Electromagnetica"-Werke hergestellte automatische Fernsprechapparat.**

Der von der „Electromagnetica"-Werke hergestellte Fransprechappart wird vorgestellt und seine wichtigste Merkmale, sowie auch due Prüfungsmethoden während des Erzeugungsprozesses werden gegeben. Das neue Fabrikat der rumänischen elektrotechnischen Industrie ist auf Grunde eigener technischen Studien realisiert.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 9 (1965), Nr. 4, S. 120–126

---

621.397.62

GAVRILĂ, GH. **Der Fernsehempfänger VS 59–642 „Cosmos 3".**

Es werden das Grundschaltbild und einige Funktionseinzelheiten dieses neuen, von der Electronica-Werke hergestellten Gerätes vorgestellt und erläutert.

TELECOMUNICATII, Bukarest, 9 (1965), Nr. 4, S. 127–130

## SOMMAIRE

621.394.324. :68 .14

BARBU, E. **Contributions à l'établissement des circuits logiques équivalents aux mécanismes du téléimprimeur.**

En déterminant les circuits logiques équivalents aux mécanismes du téléimprimeur on aborde le problème du remplacement de certaines parties de cet appareil par des éléments statiques. On fait ainsi possible la réalisation des téléimprimeurs électroniques.

Apres avoir établi les circuits logiques on analyse leur fonctionnement à l'aide des relations logiques.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9 (1965), nr.4, p. 97–105

---

621.392.52

MATEESCU, Ad. **La susceptibilité des paramètres des circuits passe-tout à la variation des éléments de circuit.**

On étudie l'influence des petites déviations de la valeur des éléments du circuit passe-tout sur les paramètres de ce circuit. (Les résultats obtenus permettent de calculer l'altération des paramètres fondamentaux à la suite d'une déviation connue des composants par rapport à leur valeur nominale (p. ex. vieillissement). De même, des formules établies on peut déduire la tolérance admissible pour les composants du circuit lorsque les tolérances pour les paramètres du circuit sont préétablies.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9 (1965), no. 4, p. 106–113

---

621.395.44

WARDALLA, M. **La modernisation des systèmes ME 8 et MG 15.**

Certains systèmes à courants porteurs d'un type ancien ont subi des modifications techniques afin d'améliorer leurs performances et de prolonger leur durée de fonctionnement. L'article présente ces modernisations.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9 (1965), no. 4, p. 114–119

---

621.395.6

MANGIUREA, FR. **Le poste téléphonique automatique produit par les Usines „Electromagnetica", Bucarest.**

On présente l'appareil téléphonique réalisé par les usines „Electromagnetica", en indiquant ses performances principales et les procédés de vérification employés pendant la fabrication.

Le nouveau produit de l'industrie électrotechnique roumaine est basé sur les études entreprises dans l' usine.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9 (1965), no. 4, p. 120–126

---

621.397.62

GAVRILĂ, GH. **Le téléviseur VS 59-642-„Cosmos 3".**

Le schéma de principe et les particularités de fonctionnement du nouvel appareil produit par les usines „Electronica" sont présentées et commentées.

TELECOMUNICATII, Bucarest, 9 (1965), no. 4, p. 127–130

## CONTENTS

21.394.324 :681.14

BARBU, E. **Contributions to the determination of logic circuits equivalent with teleprinter mechanisms.**

The paper deals with the passage from teleprinter mechanisms to the equivalent logic circuits aiming to replace some mechanical parts or sub-assemblies by static devices, a step in achieving electronic teleprinters.

The established logic circuits are then analysed on the basis of the logic rules.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 9 (1965), nr. 4, p. 97–105

---

621.392.52

MATEESCU, AD. **The susceptibility of the all-pass circuit working parameters to the variation of the circuit parts.**

The effect of little deviations of the element values on the all-pass circuit working parameters is analysed. On the basis of obtained results the degradation of these parameters ay be computed, if the elements vary with the time according to a known law (f. e wearing out). Inversely, as the permissible deviation of the parameters is given, the obtained formulae facilitate the determination of the allowed tolerances for the components.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 9 (1965), nr. 4, p. 103–113

---

621.395.44

WARDALLA, M. **Improvements to the ME 8 and MG 15 systems.**

The technical changes brought to some elder telephone systems, with the purpose of improving their performances and prolonging their life, are described.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 9 (1965), nr. 4, p. 114–119

---

621.395.6

MANGIUREA, FR. **The automatic telephone set manufactured by the „Electromagnetica" works, Bucharest.**

The telephone set manufactured by the „Electromagnetica" works is described and its main features together with the verifying methods during the manufacturing process are given, This new product of the roumanian electrotechnic industry is achieved on the basis of the technical studies undertaken in the factory.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 9 (1965), nr. 4, p. 120–126

---

621. 397. 62

GAVRILĂ, GH. **The VS 59–642 „Cosmos 3" television receiver.**

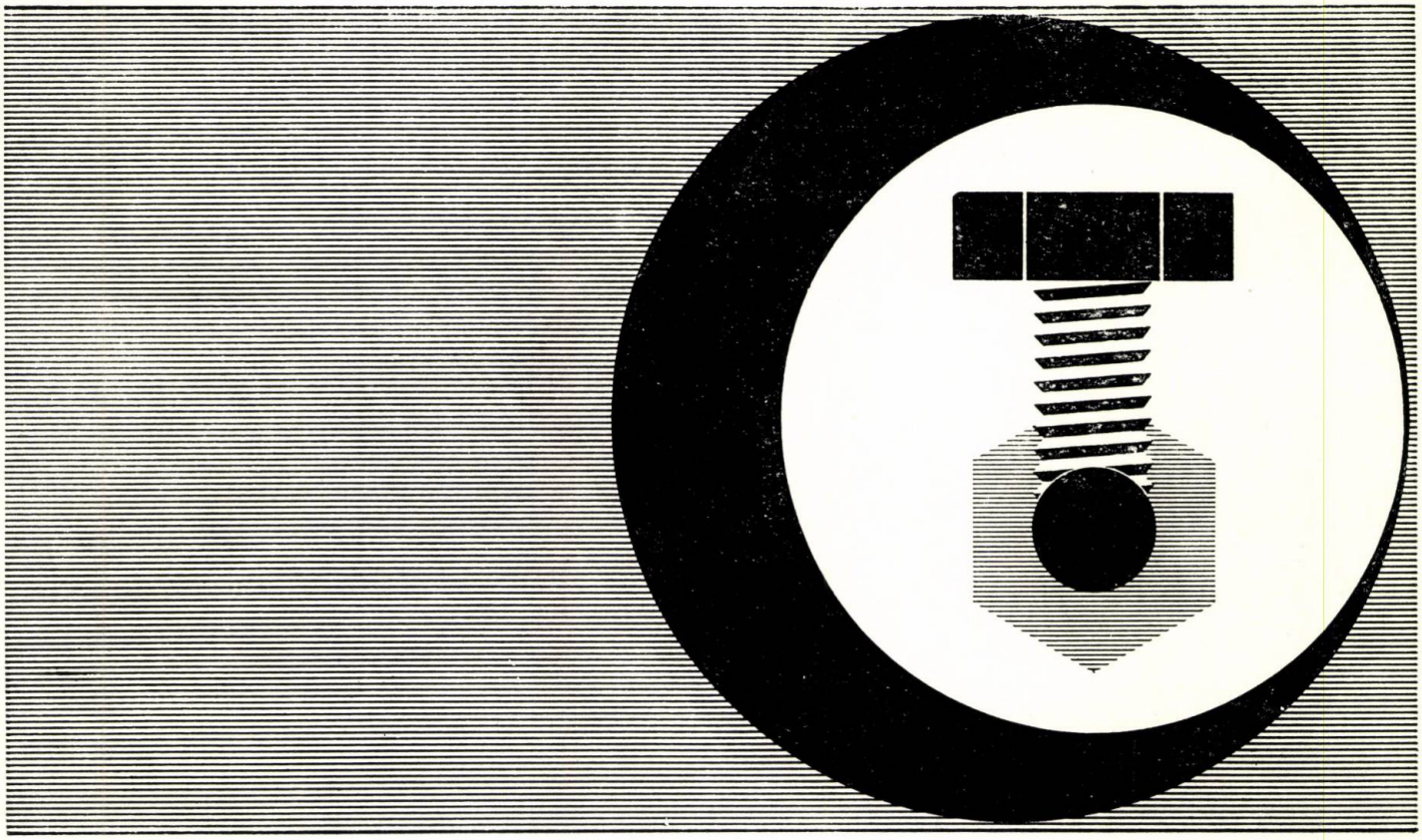
The basic diagram and some functionnent peculiarities of the new product of the Electronica works are presented and commented.

TELECOMUNICATII, Bucharest, 9 (1965), nr. 4, p. 127–130

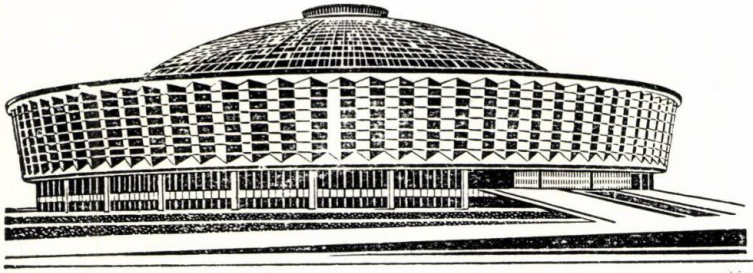
ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

# EXPOZITIA TEHNICA A REPUBLICII FEDERALE GERMANE

# BUCUREȘTI 18-30 MAI 1965



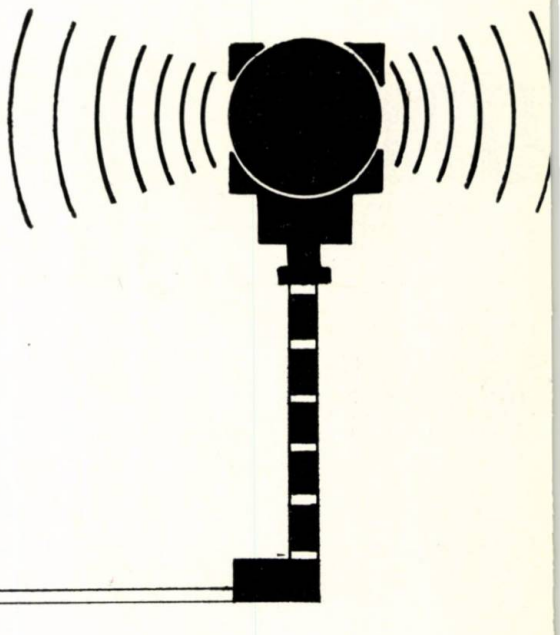
**Noile realizări dobîndite pe scară largă în domeniul științei și tehnicii influențează direct activitatea și viața noastră. Expoziția Tehnică a Republicii Federale Germane prezintă o largă sinteză a celor mai noi realizări obținute de un număr de peste 400 de firme importante din Republica Federală Germană în domeniile industriei oțelului și fierului, chimiei, construcțiilor de mașini, electrotehnicii, mecanicii de precizie și opticii.**

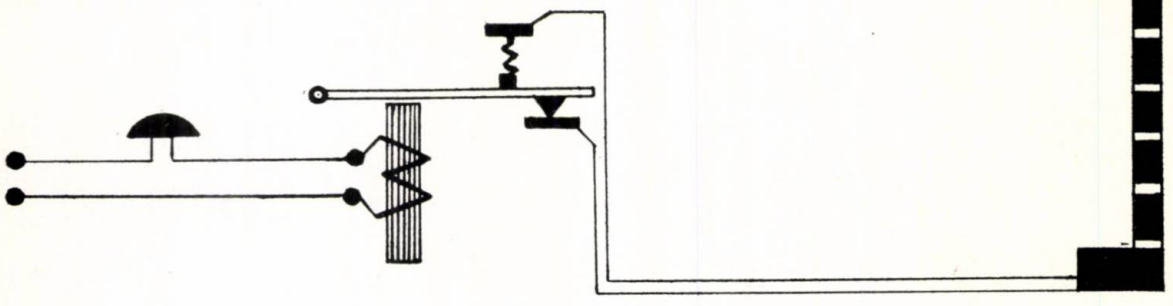


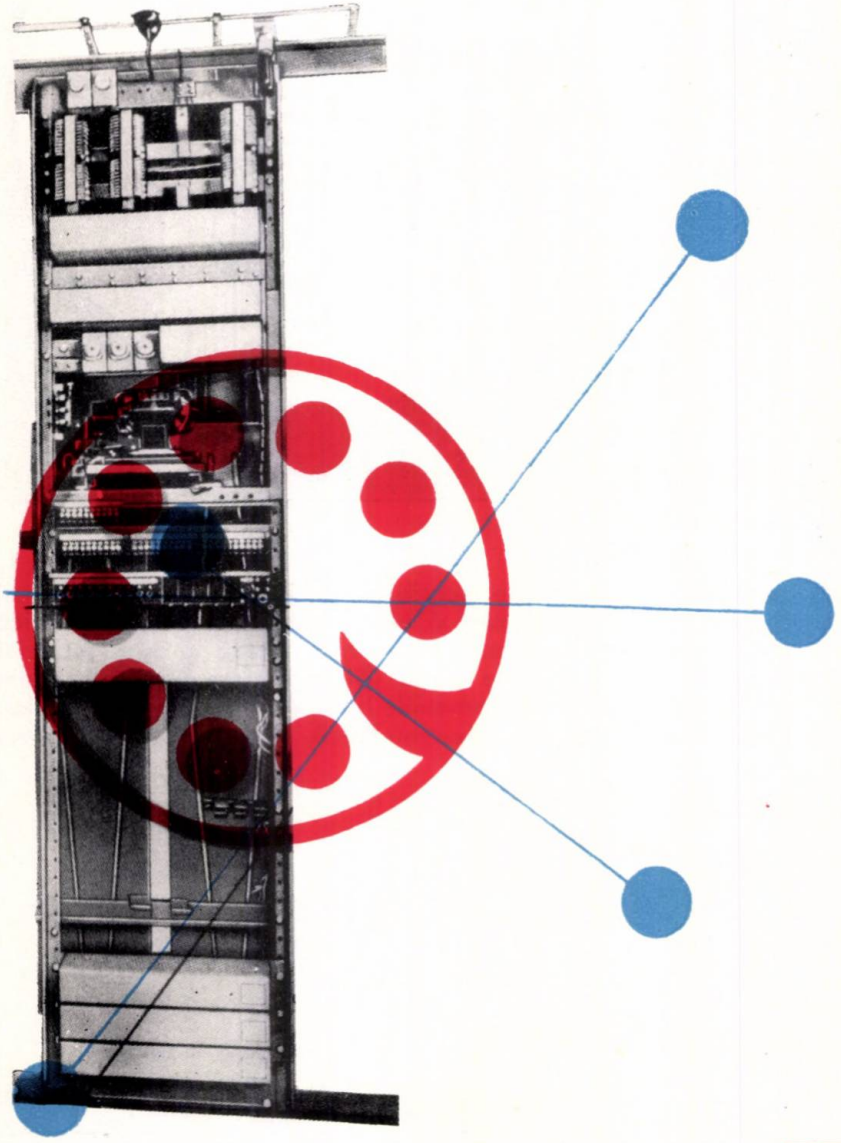
**BDUL. MARASTI 67**
**(PIATA SCINTEII)**

Vizitarea zilnic între orele
10-14 pentru specialiști și
14-19 pentru public

# TELECONSTRUCȚIA







**Pentru instalarea la instituții, întreprinderi, uzine, complexe industriale, a celor mai moderne instalații de telecomunicații ca: telefonizare, dispecerat, interfon, avertizoare incendiu, sonorizare, ceasoficare**

*Adresați-vă:*

**Întreprinderii**

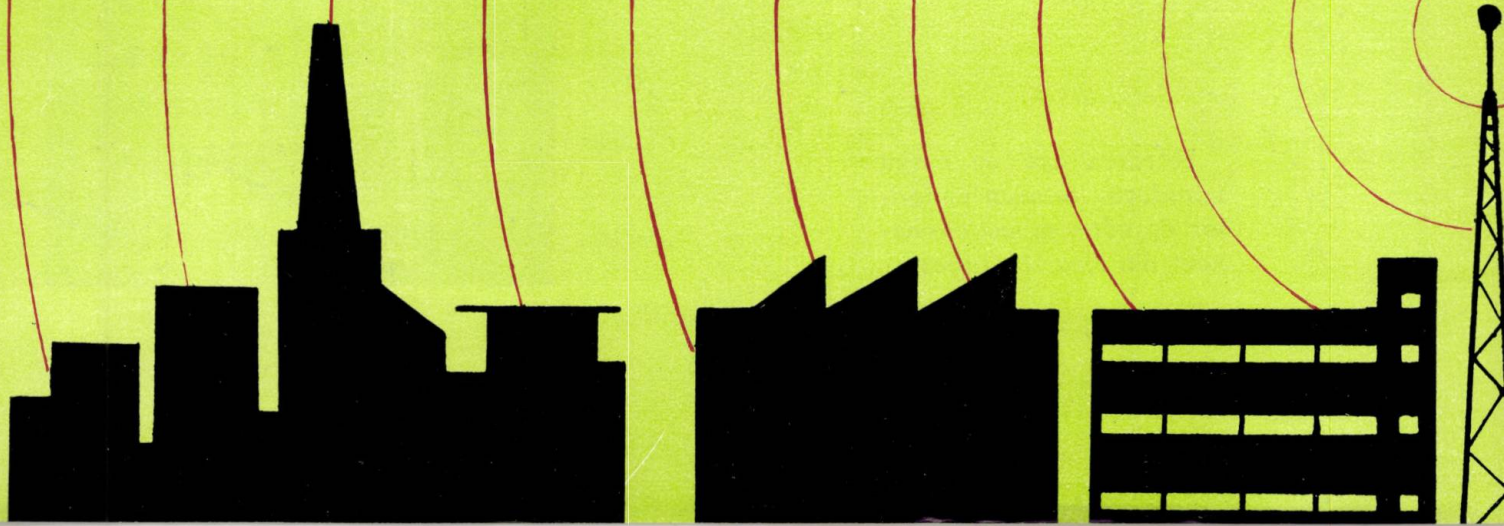
**TELECONSTRUCȚIA,**

**București, B-dul Dinicu Golescu nr. 38.**

## Ingineri și tehnicieni!

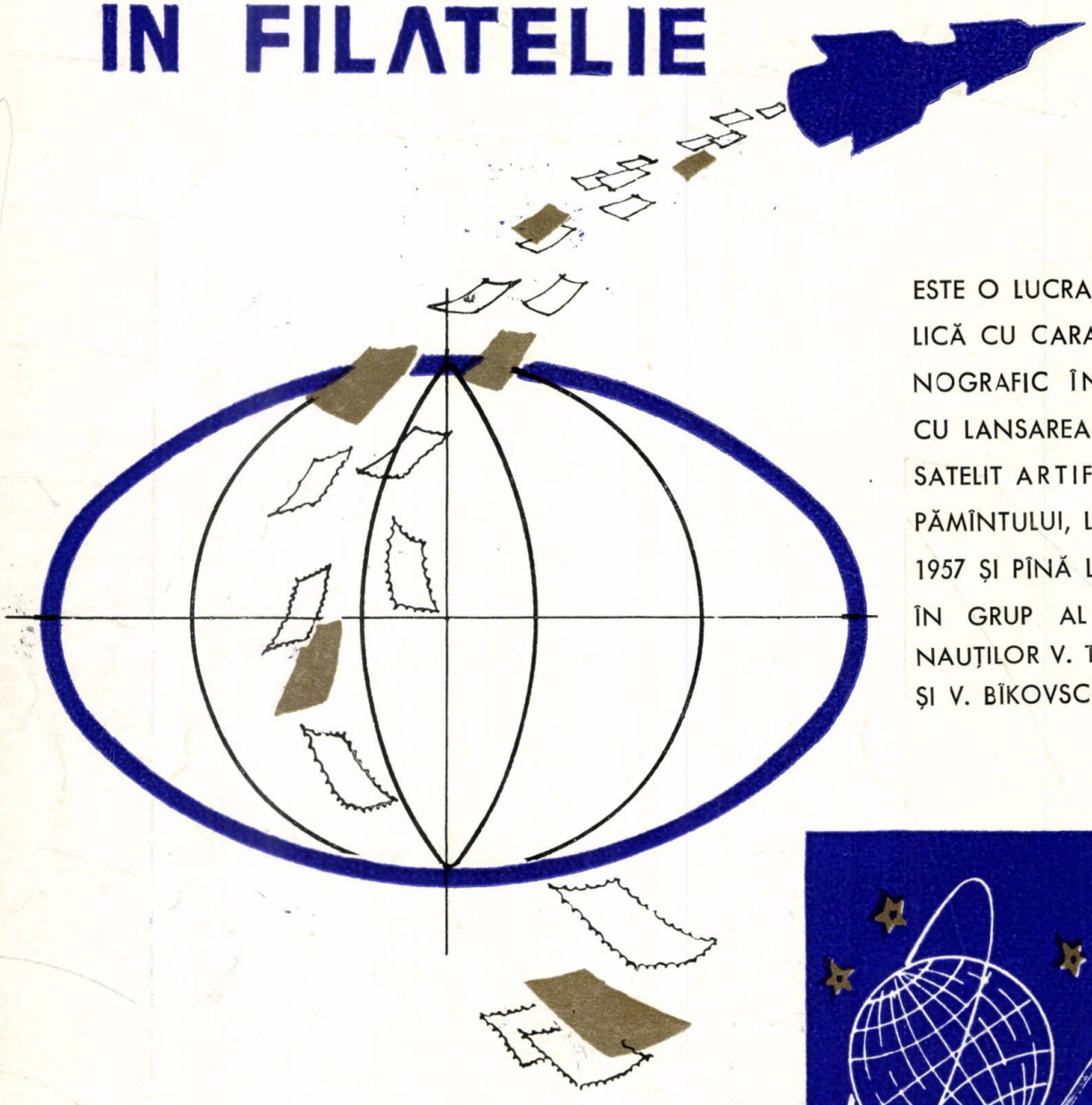
- **Abonați-vă din timp la ziare și reviste**
- **Consultați Catalogul presei editate în R.P.R. pentru a vă alege publicația preferată**
- **Pentru a vă asigura primirea neîntreruptă a publicațiilor care vă interesează, abonați-vă pe termene lungi, 6—12 luni**

★ *Abonamentele se primesc de oficiile și agențiile P.T.T.R., factorii poștali și difuzorii de presă.*



1965 JUL 14

# ERA COSMICĂ ÎN FILATELIE



ESTE O LUCRARE FILATELICĂ CU CARACTER MONOGRAFIC ÎNCEPÎND CU LANSAREA PRIMULUI SATELIT ARTIFICIAL AL PĂMÎNTULUI, LA 4 OCT. 1957 ȘI PÎNĂ LA ZBORUL ÎN GRUP AL COSMONAUȚILOR V. TEREȘKOVA ȘI V. BÎKOVSCHI.

Lucrarea are un cuvînt introductiv adresat cititorilor de către primul cosmonaut din lume *I. Gagarin.*

I. P. I. — c. 823

44201

Lei 5

E 1741

# telecomunicații

OCOMUNICAȚII • TELEFONIE

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

5

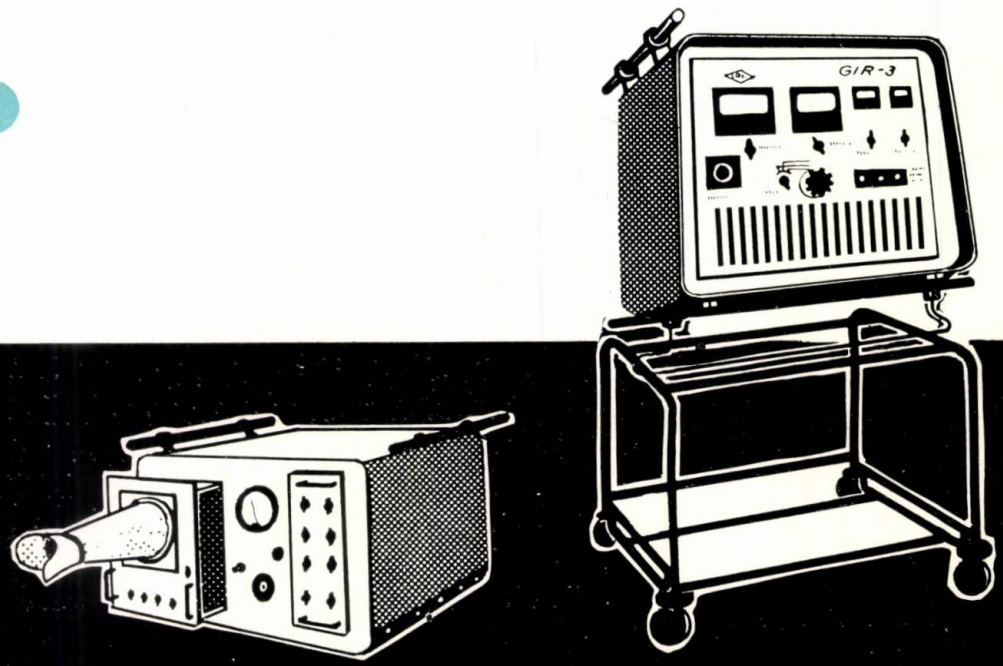
TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 5 ★ p. 145 — 192 ★ București ★ Mai 1965

# INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

# ICPE

**Primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.**

**Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă tensiune și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectării pentru uzine și fabrici cu acest profil.**



MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY


# telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

*Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 5 Mai 1965


## CUPRINS


Editorial: *Un secol de activitate internațională.*
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 145–146

Nistor, O.: *Generator de impulsuri de curent mare, durată scurtă și impedanță joasă.*
În acest articol autorul atacă problema generatoarelor de impulsuri de durată mică (sute de nanosecunde) și amplitudine mare (zeci de amperi) — necesare în studiul comportării joncțiunilor p-n la niveluri mari de injecție.
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 147–151

Damachi, E.: *Caracteristica tranzitorie a sistemelor de televiziune în circuit deschis.*
Se calculează caracteristica tranzitorie a sistemelor de televiziune în circuit deschis, în ipoteza că sistemele sînt liniare și posedă caracteristici de frecvență idealizate.
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 152–157

Rodeanu, E.: *Discriminator de joasă frecvență de bandă largă și neliniaritate redusă.*
Se prezintă teoria unui discriminator de bandă largă realizat cu elemente RC.
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 158–159

Mitrofan, Gh.: *Controlul simultan al nivelurilor semnalului video la ieșirea amplificatoarelor intermediare.*
Articolul prezintă descrierea și funcționarea unui dispozitiv osciloscop de control simultan al nivelurilor video pentru trei și patru canale de cameră, realizat la studioul de televiziune București.
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 160–163

Popescu, M.: *Amplificator cu un tranzistor cu reacție combinată.*
Se calculează principalele mărimi dinamice pentru un etaj de amplificare cu tranzistor prevăzut cu rezistențe de reacție.
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 164–165

Oprică, D.: *Z-metru cu citire directă pentru microunde.*
Se descrie un aparataj de măsură în microunde funcționînd în gama de 3 cm privind determinarea directă a punctului figurativ pentru impedanța de intrare a unui dispozitiv de microunde.
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 166–168

Mangiurea, Oct.: *Siguranța în exploatare a aparatajului telecomunicațiilor.*
Articolul se ocupă cu analizarea rezultatelor obținute în laborator și în exploatare, în ceea ce privește siguranța în funcționare a unor produse de telecomunicații ale uzinei „Electromagnetica".
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 169–174

Postelnicu, P.: *Notă asupra expresiei atenuării compuse a cuadripolilor simetrici.*
Se prezintă o notă asupra unei alte forme dată expresiei atenuării compuse la cuadripoli simetrici, — formă ce se pretează mai bine la „cuadripolul" transformator diferențial simetric și are o interpretare fizică mai sugestivă.
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 175–177

Ștefan, B. Tudor: *Caracteristicile normării pe bază de motivare tehnică în poștă și telecomunicații.*
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 188–170

Cutieru, Natalia: *Noi tipuri de difuzoare realizate în uzina Electronica.*
Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 5, pag. 180–182



**COMITETUL DE REDACȚIE**

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, Vicepreședinte al Comitetului de Radiodifuziune și Televiziune, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.



Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și Administrația: București. Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie", Telefon: 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament; Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. — Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Intreprinderea poligrafică „Informația" — București
c. 1214

## СОДЕРЖАНИЕ


621.373.43

Нистор О.: *Генератор импульсов большого тока и короткой длительности, обладающий малым сопротивлением.*

В статье рассматривается вопрос генераторов коротких импульсов (порядка сотен наносеконд) и большой амплитуды (порядка десятков ампер), необходимых в исследовании поведения p-n переходов при больших уровнях инжекции.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 147–151

621.397.2 :621.374

Дамаки Е.: *Переходная характеристика телевизионных систем в открытой цепи.*

Рассчитывается переходная характеристика телевизионных систем в открытой цепи, предполагая, что системы линейны и обладают идеализированными частотными характеристиками. Полученные теоретические и опытные результаты позволяют производить оценку влияния частичного подавления одной боковой полосы на качество передачи.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 152–157

621.376.3

Родяну Е.: *Широкополосный низкочастотный дискриминатор с пониженной нелинейностью.*

Приводится теория широкополосного дискриминатора, построенного на элементах Р. С.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 158–159

621.397.3 :621.317.74

Митрофан Г.: *Одновременный контроль уровней видеосигнала на выходе промежуточных усилителей.*

Приводится описание и рассматривается работа осциллоскопного устройства для одновременного контроля уровней видеосигнала в трех и четырех камерных каналах, сконструированного на телевизионной студии г. Бухареста.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 160–163

621.375.4

Попеску М.: *Усилитель на транзисторе с комбинированной обратной связью.*

Приводится расчёт основных динамических величин для усилительной ступенки на транзисторе, содержащей сопротивления обратной связи.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 164–165

621.317.336

Оприкэ Д.: *З-метр с непосредственных отсчетом для микроволн.*

Приводится описание микроволновой измерительной аппаратуры, работающей в диапазоне 3 см., для непосредственного определения входного сопротивления микроволнового устройства при помощи световой точки на экране.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 166–168

621.395.6.019.3

Манджоря Окт.: *Эксплуатационная надежность аппаратуры связи.*

Приводится анализ результатов полученных в лаборатории и в эксплуатации, относительно надежности некоторых изделий связи, изготовляемых заводом „Электромагнетика", а также телефонных аппаратов и учрежденческих телефонных станций типа 7735 на 100 номеров.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 169–174

621.372.5

Постелнику П.: *Заметка о выработчего затухания симметричных четырехполюсников.*

Представлено краткое изложение о другой форме, полученной для выражения рабочего затухания симметричных четырехполюсников.

Эта форма удобнее для „четырехполюсника" —симметричного дифференциального трансформатора и имеет более выразительное физическое обяснение.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 175–177

331.87 :654.9 :656.8

Штефан, Б. Тудор.: *Особенности нормирования на основетехнических критерий в работе связи.*

В статье трактуются существенныхе особенности работы по нормированию в области связи.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 178–179

621.395.623.7

Кутиеру, Наталия: *Новые типы громкоговорителей, изготовленные на заводе „Электроника".*

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 5, стр. 180–182


## INHALTSVERZEICHNIS


621.373.43

Nistor, O.: *Generator mit niedriger Impedanz für die Erzeugung von kurzdauernden Starkstrompulsen.*

Der Verfasser betrachtet die Erzeugung von Pulsgeneratoren, die kurzdauernde (Hunderte von Nanosekonden) aber starke (Zehner von Amperes), für das Studium der p-n Junktionen bei grossen Injektionspegeln erforderliche Pulsen zur Verfügung stellt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 147–151

621.397.2 :621.374

Damachi, E.: *Sprungsignalwiedergabe der Offenkreis-Fernsehsystemen.*

Es wird die Wiedergabe eines Sprungsignals von einem lineären, mit idealem Frequenzgang, Offenkreis-Fernsehsystem berechnet. Die theoretischen und experimentellen Ergebnisse gestatten die Schätzung des Einflusses eines teilweise unterdrückten Seitenbandes auf die Übertragungsgüte.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 152–157

621.376.3

Rodeanu, E.: *Niederfrequenzdiskriminator mit breitem Bande und hoher Linearität.*

Es wird die Theorie eines breitbandigen R-C Diskriminators dargelegt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 158–159

621.397.3 :621.317.74

Mitrofan, Gh.: *Die gleichzeitige Kontrolle der Videosignalpegel am Ausgang der Zwischenverstärker.*

Der Artikel legt die Struktur und die Arbeitweise eines oszilloskopischen Gerätes für die gleichzeitinge Kontrolle der Videosignalpegel von 3 oder 4 Kamerakanälen dar. Die Vorrichtung wurde im Fernsehstudio Bukarest ausgeführt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 160–163

621.375.4

Popescu, M. *Eintransistorverstärker mit kombinierter Rückkopplung.*

Die wichtigsten dynamischen Kennwerte eines Transistorverstärkers mit Rückkopplungswiderständen werden berechnet.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 164–165

621.317.336

Oprică, D.: *Direktzeigender Z-meter.*

Es wird ein Messgerät beschrieben, das die Eingangsimpedanz eines Mikrowellengerätes (3 cm Wellenlänge) als Lichtpunkt auf einer Katodenstrahlröhre direkt wiedergibt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 166–168

621.395.6.019.3

Mangiurea, Oct.: *Die Zuverlässigkeit der Fernmeldeapparatur.*

Es werden die Labor- und Betriebsergebnisse über die Zuverlässigkeit einiger Erzeugnisse der „Electromagnetica" Werke analysiert, nämlich betreffs Fernsprecher und Fernsprechämter von 100 Leitungen Type 7735.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 169–174

621.372.5

Postelnicu, P.: *Note über die Betriebsdämpfung der symmetrischen Vierpole.*

Es wird ein neuer Ausdruck der Betriebsdämpfung der symmetrischen Vierpole vorgeschlagen. Dieser Ausdruck ist bequemer für die Berechnung der Gabelumsetzer und entspricht einer eingebenderen physischer Bedeutung.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 175–177

331.87 :654.9 :656.8

Ştefan, B. T. *Über die wissenschaftliche Arbeitszeitnormung im PTT — Gebiet.*

Es werden die wichtigsten Eigenschaften der wissenschaftlichen Arbeitsnormung im PTT-Gebiet dargelegt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 178–179

621.395.623.7

Cutieru, N.: *Neue Typen von Lautsprechern aus der Herstellung der „Electronica" — Werke.*

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 5, S. 180–182

# Un secol de activitate internațională

*Telecomunicațiile înlesnesc apropierea între popoare, între culturi și între mentalități și este firesc faptul că în ultimul secol, caracterizat printr-o dezvoltare crescîndă a relațiilor internaționale, progresul gigantic al telecomunicațiilor să fie în mare măsură provocat de necesitățile acestor relații. Pe de altă parte, nu poate exista progres tehnic fără înțelegerea între tehnicieni, fără convenții.*

*De aceea, încă de la începuturile dezvoltării telegrafiei în Europa a fost evident faptul că depășirea granițelor obligă la uniformizarea unor caracteristici tehnice ale echipamentelor, deci la încheierea unei convenții între țări. Întrunindu-se la Paris în 1865, reprezentanții administrațiilor poștale europene au elaborat prima convenție telegrafică și, pentru continuarea activității de coordonare între ele, au constituit o Uniune Telegrafică Internațională, cu un birou permanent la Berna. După invenția telefonului reglementări similare au fost realizate și pentru telefonia internațională.*

*După 1900, cercul Uniunii a devenit din european mondial cînd radiotehnica a înlesnit extinderea legăturilor de telecomunicații peste ocean. În 1906 s-a încheiat la Berlin prima convenție radiotelegrafică internațională.*

*Confruntarea realizărilor tehnice din diferite țări a prilejuit atît generalizarea progreselor făcute, cît și evidențierea lacunelor rămase în știință și tehnică. Pentru studierea sistematică a problemelor tehnice cu aplicație în reglementarea, normarea și planificarea internațională s-a propus la începutul acestui secol constituirea unui comitet internațional de oameni de știință. Prima lui reuniune a avut loc în 1907 la Budapesta, iar organizarea lui — sub numele de Comitetul Consultativ Internațional — nu a fost subordonată Uniunii Telegrafice Internaționale.*

*În intervalul dintre cele două războaie mondiale activitatea acestor instituții a fost pusă sub egida Societății Națiunilor. S-au constituit trei comitete consultative internaționale, pentru telefonie (CCIF), telegrafie (CCIT) și radiocomunicații (CCIR) și o comisie mixtă pentru protecția liniilor (CMI). În 1932, în cadrul unor consfătuiri simultane, la Madrid, toate aceste organe au constituit Uniunea Internațională a Telecomunicațiilor (UIT); cu acest prilej s-a elaborat Convenția Internațională de telecomunicații — actul fundamental al Uniunii —, Regulamentul Telegrafic, Regulamentul telefonic și Regulamentul radiocomunicațiilor. După al doilea război mondial munca UIT a fost reluată într-un cadru mai larg, la Conferința de la Atlantic City (1947) redactîndu-se din nou actele de bază ale Uniunii, reorganizîndu-se Secretariatul General permanent pe măsura sarcinilor sporite și creîndu-se Biroul Internațional de înregistrare a frecvențelor (IFRB) însărcinat să ajute administrațiile în condițiile aglomerării spectrului frecvențelor radioelectrice.*

*În prezent Uniunea Internațională a Telecomunicațiilor este cea mai veche și mai vastă instituție specializată afiliată Organizației Națiunilor Unite și numără 124 țări membre. Obiectivele ei sînt cooperarea internațională în domeniul telecomunicațiilor, dezvoltarea mijloacelor tehnice de specialitate și generalizarea realizărilor de tehnică nouă în folosul tuturor statelor lumii. O atenție deosebită este acordată asistenței tehnice pentru țările slab dezvoltate. Statutul Uniunii este constituit de Convenția Internațională de Telecomunicații, a cărei ultimă redactare a fost elaborată în 1959, la ultima Conferință a Plenipotențiarilor.*

*Organul suprem al UIT este Conferința Plenipotențiarilor, care se întrunește la cca. 5 ani. Ea trasează liniile generale ale politicii de telecomunicații și revizuește, în vederea actualizării, Convenția Internațională. Conferința Plenipotențiarilor alege pe secretarul general al UIT și pe adjunctul său, pe directorii Comitetelor Consultative și pe membrii IFRB.*

*Secretarul General este conducătorul operativ al Uniunii Internaționale a Telecomunicațiilor. El ia toate măsurile cuvenite pentru buna desfășurare a telecomunicațiilor mondiale, după prealabile consultări în*

*scris cu administrațiile țărilor membre. El convoacă, atunci cînd este cazul, conferințe administrative pentru revizuirea și completarea regulamentelor internaționale sau pentru rezolvarea unor probleme noi care pot să apară între sesiunile Conferinței Plenipotențiarilor ; el convoacă, de asemenea, conferințe regionale pentru rezolvarea coordonată a problemelor care privesc mai multe țări, cum sînt planurile de repartiție regională a canalelor de emisiune pentru radiodifuziune. Secretarul General asigură convocarea, organizarea și secretariatul conferințelor internaționale, publică și difuzează documentele pregătitoare și editează actele finale ale acestor conferințe ; prin grija sa apare, la Geneva, revista de informare generală tehnico-economică „Journal des télécommunications", se publică lucrări cu caracter științific sau documentar (ex. bibliografie referitoare la tehnica informației), hărți de telecomunicații etc. Prin Departamentul de cooperare tehnică ce funcționează pe lîngă Secretariatul General al UIT se exercită asistența acordată țărilor slab dezvoltate, asigurîndu-se burse pentru specializare sau perfecționare unor tineri proveniți din aceste țări și recrutîndu-se experți pentru a fi angajați temporar în aceste țări în vederea întocmirii planurilor de dezvoltare naționale, organizării serviciilor de telecomunicații sau instruirii cadrelor autohtone.*

*Anual, Secretarul General prezintă unui consiliu de administrație gestiunea sa economică și propune bugetul pentru anul următor.*

*Biroul Internațional pentru înregistrarea frecvențelor, alcătuit din 11 membri proveniți din toate colțurile lumii (doi vest-europeni, doi este europeni, un african, un australian, doi asiatici și trei americani) și cunoscuți ca buni specialiști în probleme de propagare, asigură înscrierea în lista internațională a tuturor emisiunilor de radio ce-i sînt notificate, prin această înscriere atestînd drepturile de prioritate ; în prealabil însă el examinează fiecare notificare nouă pentru a se convinge că nu perturbă alte emisiuni și anunță prin circulară toate administrațiile PTTR. Biroul Internațional publică periodic listele oficiale de emisiuni, listele de stații de emisiune clasificate după scopul lor și informațiile culese de la Centrul de control despre modul cum au fost recepționate emisiunile de diverse categorii în diferite părți ale lumii. Pe lîngă aceasta, IFRB și-a asumat și sarcina degajării spectrului de unde decametrice prin tratative cu administrațiile în vederea transferării unor emisiuni din benzi mai intens ocupate în benzi puțin ocupate.*

*Analiza condițiilor de protecție reciprocă între emisiuni se face pe baza unor norme elaborate de IFRB și care constituie în prezent, pentru inginerii de radiocomunicații, singura documentație completă, utilizabilă pentru calcule de propagare și de protecție pe unde kilo-, hecto- și decametrice.*

*Comitetul Consultativ pentru Radiocomunicații (CCIR) și Comitetul Consultativ pentru Telefonie și Telegrafie (CCITT, creat prin fuzionarea dintre CCIT și CCIF, în 1959) emit teme de studii, centralizează răspunsurile primite la aceste teme și elaborează avize cu caracter de recomandare și rapoarte cu caracter informativ. Unele avize sînt propuse conferințelor administrative pentru a fi incluse în Regulamente și a căpăta astfel un caracter obligatoriu. Cele două CCI au cîte un director și un secretariat permanent și funcționează pe comisii de studii, fiecare comisie avînd un raportor principal. Există și o comisie mixtă (CMTT) pentru problemele comune celor două CCI. La trei ani o dată are loc plenara fiecărui comitet consultativ, pentru adoptarea avizelor și rapoartelor pregătite de comisii ; la plenară participă, din partea administrațiilor de stat, specialiști din diferite țări precum și ai altor instituții sau întreprinderi particulare, cu acordul administrației de stat respective.*

*Activitatea Uniunii Internaționale a Telecomunicațiilor este în plină dezvoltare. Era cosmică i-a creat, mai mult decît oricărei alte instituții mondiale, noi domenii de preocupare. Intensificarea relațiilor economice și culturale dintre țări — în special schimbul internațional de programe de televiziune — contribuie la înmulțirea preocupărilor ei. La începutul celui de al doilea secol de viață, urăm Uniunii Internaționale a Telecomunicațiilor prosperitate și succese în munca sa închinată păcii și bunei înțelegeri între oameni.*

Ing. OCTAVIAN NISTOR

# Generator de impulsuri de curent mare, durată scurtă și impedanță joasă

## 1. INTRODUCERE

Studiul comportării joncțiunii $p - n$ la niveluri mari de injecție, precum și cercetarea efectelor cîmpului electric intens asupra conductivității în microunde a semiconductoarelor, necesită un generator de impulsuri care să injecteze în joncțiunea semiconductoare, în sens direct, un curent constant, cunoscut [1].

Condițiile care se cer unui astfel de generator sînt:

— să debiteze un curent, în impulsuri, de la cîteva zeci de mA la zeci de amperi;

— durata impulsurilor să fie de ordinul microsecundelor, iar frecvența de repetiție sub 100 Hz;

— impulsurile să aibă fronturi cît mai bune (sub 0,05 μs);

— impedanța de ieșire să fie de ordinul ohmilor sau zecilor de ohmi.

Cerințele de mai sus nu sînt ușor de îndeplinit; în cele ce urmează se discută modul de realizare, precum și precauțiunile luate pentru a se obține impulsuri corespunzătoare.

## 2. SCHEME FUNDAMENTALE

Funcționarea generatoarelor electronice de impulsuri se bazează pe fenomenul de descărcare a unei fracțiuni sau a întregii energii electrice înmagazinată în cîmpul electrostatic sau magnetic, pe o impedanță de sarcină. Deosebim astfel două categorii de generatoare de impulsuri: *1* — cele în care numai o mică fracțiune a energiei electrice înmagazinată se debitează pe sarcină în timpul duratei impulsului și *2* — cele în care toată energia înmagazinată se descarcă în timpul duratei fiecărui impuls. Aceste două categorii de generatoare sînt, respectiv, *1 — generatoarele cu tuburi cu vid* și *2 — generatoarele cu linie de întîrziere* [2].

Pentru a realiza această descărcare, este necesar un întrerupător care să fie închis pe un timp corespunzător duratei impulsului și să se mențină deschis un timp necesar înmagazinării energiei, care se face înaintea apariției impulsului următor. Caracteristicile unui astfel de întrerupător sînt diferite, depinzînd de faptul că toată energia înmagazinată sau numai o parte din ea se descarcă în timpul unui singur impuls.

Deoarece înmagazinarea energiei are loc în intervalul relativ lung dintre impulsuri, procesele de încărcare și descărcare pot fi considerate independente și studiate separat. Ca sursă de alimentare se folosește un redresor de înaltă tensiune.

### 2.1. Generatoarele de impulsuri cu tuburi cu vid

În general, elementul de înmagazinare a energiei este un simplu condensator (fig. 1) care se încarcă la o tensiune oarecare $U$ astfel încît energia înmagazinată este $1/2\ CU^2$. Ca întrerupător se folosește un tub cu vid care este comandat pe grilă.

Deoarece numai o mică parte din energia înmagazinată în condensator se descarcă în timpul unui impuls, tensiunea de pe tub în intervalul dintre impulsuri și în timpul impulsurilor este aproximativ aceeași.

Din acest motiv, pentru acest tip de generatoare, nu se poate folosi ca întrerupător un tub cu gaz.

Pentru a evita scurtcircuitarea alimentatorului de putere cînd întrerupătorul $K$ este închis (fig. 1), se intercalează în serie un element de separare — o rezistență mare sau o inductanță — astfel că în timpul impulsului curentul să fie suficient de mic.

Puterea în impuls — necesară la ieșire — fiind mare, trebuie ca tubul cu vid folosit ca întrerupător să permită, de asemenea, trecerea unui curent mare, într-un timp scurt, la o diferență de potențial relativ mică pe tub. Tuburile cu vid cu catod activat pot da un curent de cîțiva amperi, pe durata impulsului, cînd lucrează cu o tensiune pozitivă mare pe grilă.

Rezistența internă a tuburilor cu vid folosite ca întrerupător este cuprinsă între 100 Ω și 600 Ω și constituie rezistența internă a generatorului.

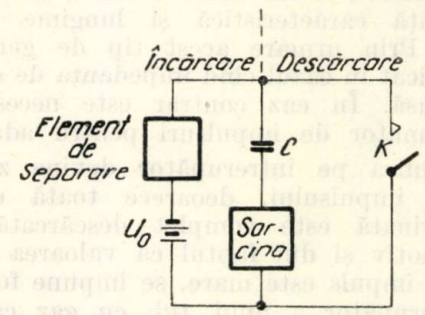



Fig. 1. *Circuitul de încărcare și descărcare pentru un generator cu tuburi cu vid.*

Din aceste motive, generatoarele cu tuburi cu vid necesită un alimentator de tensiune mai mare decît valoarea tensiunii impulsului și se folosesc în cazurile cînd impedanța de sarcină este mare. În caz contrar, este necesar un transformator de impulsuri la ieșire.

2.2. **Generatoarele cu linie de întîrziere** (fig. 2)

În acest caz elementul de înmagazinare este o linie de transmisiuni cu constante distribuite (de exemplu, cablu coaxial) sau o linie de întîrziere cu constante concentrate. Linia de transmisiuni, pe lîngă faptul că este sursa de

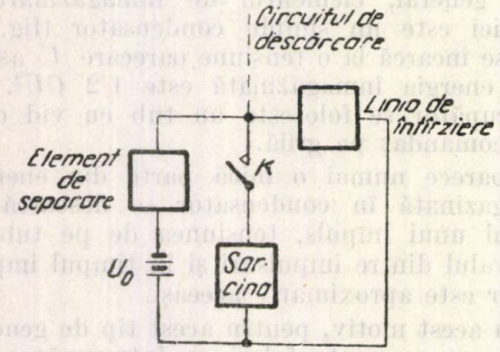



Fig. 2. *Circuitul de încărcare și descărcare pentru un generator cu linie de întîrziere*

energie în timpul impulsului, este și elementul de formare a impulsului.

Valoarea elementelor componente (inductanțe și capacități) ale liniei de întîrziere sau caracteristicile cablului coaxial se aleg astfel, încît să se obțină impulsuri de o anumită formă, valoare și durată.

Dacă impedanța de sarcină este egală cu impedanța caracteristică a liniei, considerînd că întrerupătorul are o rezistență neglijabilă, toată energia înmagazinată în linie este transferată sarcinii. Timpul necesar pentru acest transfer de energie determină durata impulsului și depinde de constantele liniei.

Deoarece impulsul este transmis de la ieșirea din generator pînă la utilizare printr-un cablu coaxial, este foarte comod a se folosi ca linie de întîrziere tot un cablu coaxial, de aceeași impedanță caracteristică și lungime convenabilă. Prin urmare acest tip de generator este indicat în cazul cînd impedanța de sarcină este joasă. În caz contrar este necesar un transformator de impulsuri pentru adaptare.

Tensiunea pe întrerupător devine zero la sfîrșitul impulsului, deoarece toată energia înmagazinată este complet descărcată. Din acest motiv și din faptul că valoarea curentului în impuls este mare, se impune folosirea ca întrerupător a unui tub cu gaz care, în timpul conducției, prezintă o rezistență foarte mică și poate fi comandat ușor pe grilă cu impulsuri de putere mică de la un generator de comandă.

Tiratroanele cu hidrogen îndeplinesc cel mai bine condițiile de mai sus, avînd totodată și o stabilitate mult mai bună cu variația temperaturii mediului ambiant, față de tiratroanele cu mercur.

Din cauza timpului de ionizare foarte scurt (circa 0,04 μs), tiratroanele cu hidrogen permit să se obțină impulsuri sub 1 μs, cu fronturi bune și avînd o frecvență de repetiție de pînă la 2 000 Hz, aceasta din urmă fiind limitată de timpul de deionizare.

De asemenea aceste tiratroane au caracteristica de aprindere pozitivă, fapt ce simplifică circuitul de comandă și nu necesită o tensiune de negativare. Tuburile cu vid nu sînt indicate din cauza eficienței slabe a catodului și a rezistenței mari în timpul conducției.

### 3. ANALIZA PROCESULUI DE GENERARE A IMPULSURILOR CU O LINIE DE TRANSMISIUNE FĂRĂ PIERDERI

Generarea impulsurilor se datorește procesului tranzitoriu care are loc la descărcarea unei linii pe o rezistență de sarcină, printr-un întrerupător considerat — în cele ce urmează — ideal. Impedanța $Z$ a liniei de transmisiune este dată de teoria elementară a liniilor [3], și are expresia

$$Z = Z_0 \operatorname{cthj}\omega\tau \qquad (1)$$

unde $\tau$ este timpul de propagare de-a lungul liniei, iar $Z_0$ impedanța caracteristică. Transformata Laplace a impedanței, $Z(p)$, se obține din relația (1).

$$Z(p) = Z_0 \operatorname{cth} p\tau \qquad (2)$$

Considerînd linia încărcată la tensiunea $U_0$, transformata Laplace a curentului, $i_s(p)$, ce trece prin rezistența de sarcină $R_s$, este:

$$i_s(p) = \frac{U_0}{p(R_s + Z_0 \operatorname{cth} p\tau)} \qquad (3)$$

din care rezultă,

$$i_s(p) = \frac{U_0(1 - e^{-2p\tau})}{p(Z_0 + R_s)}\left[1 - \frac{Z_0 - R_s}{Z_0 + R_s}e^{-2p\tau} + \left(\frac{Z_0 - R_s}{Z_0 + R_s}\right)e^{2-4p\tau} - \ldots\right] \qquad (3')$$

Transformata inversă ne dă variația curentului în timp:

$$i_s(t) = \frac{U_0}{Z_0 + R_s}\left\{1 - u(t - 2\tau) - \frac{Z_0 - R_s}{Z_0 + R_s}[u(t - 2\tau) - u(t - 4\tau)] + \left(\frac{Z_0 - R_s}{Z_0 + R_s}\right)^2[(u(t-4\tau) - u(t-6\tau) - \ldots]\right\} \qquad (4)$$

unde $u(t - n\tau) = 1$, pentru $(t - n\tau) > 0$

$u(t - n\tau) = 0$, pentru $(t - n\tau) < 0$ (5)

și $n = 2; 4; 6; \ldots$

În general, interesează numai energia transferată sarcinii în decursul primului interval

de timp $T = 2\tau$ — impulsurile reflectate fiind de valoare mică.

În acest caz,

$$I_s = U_0 \frac{1}{R_s + Z_0} \tag{6}$$

și

$$U_s = U_0 \frac{R_s}{R_s + Z_0} \tag{7}$$

Puterea pe sarcină în impuls este

$$P_s = U_s I_s = \frac{U_0^2}{(R_s + Z_0)^2} R_s \tag{8}$$

și energia disipată

$$W_s = P_s T = \frac{U_0^2}{(R_s + Z_0)^2} R_s T \tag{9}$$

Dacă linia este adaptată la rezistența de sarcină, adică $R_s = Z_0$, relațiile (6) ... (9) devin :

$$I_s = \frac{U_0}{2Z_0} (6'); \quad U_s = \frac{U_0}{2} (7');$$

$$P_s = \frac{U_0^2}{4Z_0} (8'); \quad W_s = \frac{U_0^2}{4Z_0} T \quad (9')$$

În acest caz, pe rezistența de sarcină este un singur impuls care, teoretic, este perfect rectangular, de amplitudine $\frac{U_0}{2}$ și durată $T = 2\tau$.

Pentru $R_s \neq Z_0$, linia este neadaptată și pe rezistența de sarcină se obțin, pe lîngă impulsul principal, o serie de impulsuri de amplitudine din ce în ce mai mică, în trepte, care au același sens pentru $R_s > Z_0$ și sînt alternative pentru $R_s < Z_0$.

Amplitudinea impulsurilor reflectate este dată de relația (4). O adaptare perfectă a sarcinii

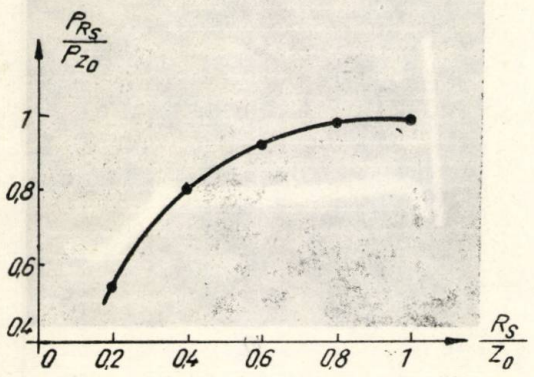



Fig. 3. *Variația transferului de putere în funcție de impedanța de sarcină*

la linia de transmisiune nu este însă critică din punctul de vedere al transferului de putere. Acest lucru se poate constata din graficul din figura 3, care reprezintă raportul dintre puterea pe o sarcină oarecare $R_s$ și puterea pe o sarcină egală cu $Z_0$, în funcție de raportul acestor sarcini :

$$\frac{P_{R_s}}{P_{Z_0}} = 4 \frac{R_s}{Z_0} \frac{1}{\left(1 + \frac{R_s}{Z_0}\right)^2} \tag{10}$$

Astfel, pentru o dezadaptare cuprinsă între 70% și 142%, transferul de putere variază cu numai 3%.

## 4. DESCRIEREA GENERATORULUI. REZULTATE EXPERIMENTALE

Din analiza anterioară, și ținînd seama de condițiile impuse, rezultă că în cazul de față este indicată o schemă cu linie de formare a impulsurilor (fig. 4).

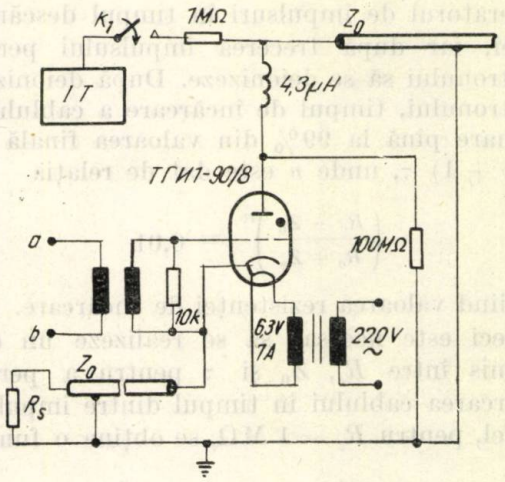



Fig. 4. *Schema de principiu a generatorului*

Tubul cu gaz folosit ca întrerupător este un tiratron cu hidrogen (ТГИ 1—90/8) care are timpul de ionizare de 0,04 μs și lucrează la tensiunea de 8 kV, cînd dă un curent maxim în impuls de 90 A. Declanșarea se face aplicînd pe grilă impulsuri de comandă de 200 V.

Rezistența de 100 MΩ, în paralel pe tub, are rolul de a fixa potențialele și stabiliza caracteristica de aprindere. Consumul ei este neglijabil, iar capacitatea parazită ce o introduce este mult mai mică decît capacitățile ce intervin în mod inevitabil : capacitatea grilă-anod de 15 pF și capacitatea între înfășurările transformatorului de încălzire a filamentului care este de 36 pF.

Pentru frecvența de repetiție a impulsurilor (20 sau 80 Hz), constanta de timp introdusă de aceste capacități și rezistența de 100 MΩ nu influențează funcționarea normală.

Linia de întîrziere o constituie un cablu coaxial, care are o întîrziere de 7 ns/m.

Lungimea cablului fiind de 50 m, impulsurile obținute au durata de 0,7 μs.

Impedanța caracteristică este $Z_0 = 75$ Ω.

Bobina de șoc de 4,3 μH din anod prezintă o impedanță mare pentru frontul anterior al

impulsului, ce apare în momentul deschiderii tiratronului, iar pe de altă parte, lungește puțin frontul posterior. Acest lucru nu are însă consecințe nedorite din punctul nostru de vedere, deoarece nivelează în imediata apropiere a impulsului diferitele vîrfuri de tensiuni parazite ce succed impulsul principal. Ea constă dintr-o înfășurare de 14 spire din sîrmă Cu—Em, de $Ø = 0{,}8$ mm, executată pe o carcasă de ceramică. Din catodul tiratronului se pleacă tot cu un cablu coaxial pînă la proba de studiat.

Circuitul de încărcare (elementul de separare, fig. 1 ,2), permite înmagazinarea, pentru fiecare impuls, a aceleiași cantități de energie în linia de formare. De asemenea, el separă sursa de alimentare de înaltă tensiune de generatorul de impulsuri în timpul descărcării liniei, iar după trecerea impulsului permite tiratronului să se deionizeze. După deionizarea tiratronului, timpul de încărcare a cablului de formare pînă la 99% din valoarea finală este $2\ (n + 1)\ \tau$, unde $n$ este dat de relația

$$\left(\frac{R_c - Z_0}{R_c + Z_0}\right)^n = 0{,}01$$

$R_c$ fiind valoarea rezistenței de încărcare.

Deci este necesar să se realizeze un compromis între $R_c$, $Z_0$ și $\tau$ pentru a permite încărcarea cablului în timpul dintre impulsuri. Astfel, pentru $R_c = 1$ MΩ, se obține o funcționare bună la frecvența de repetiție de 20 Hz și durata impulsului de 0,7 μs.

Sursa de alimentare de înaltă tensiune o constituie un redresor de 8 kV/2,5 mA.

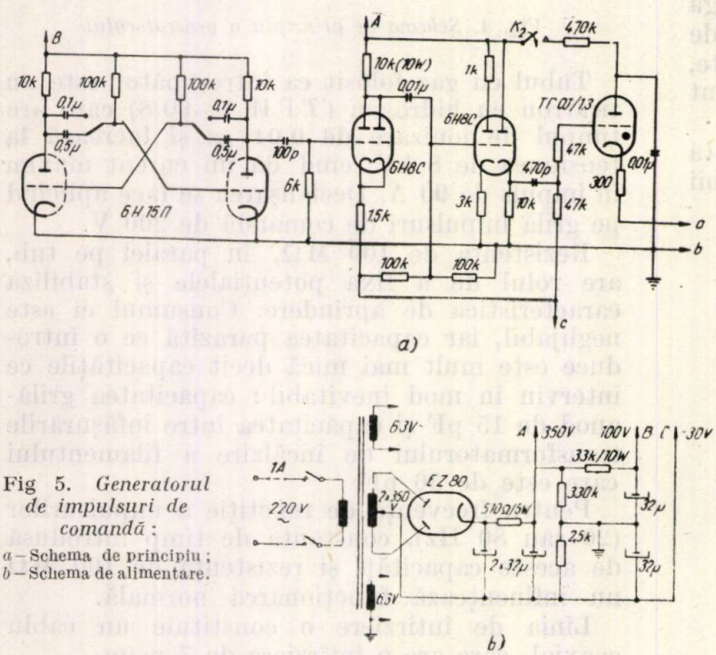



Fig 5. *Generatorul de impulsuri de comandă:*
*a* – Schema de principiu;
*b* – Schema de alimentare.

Transformatorul de filament dă 6,3 V/7 A și are înfășurarea secundară izolată față de cea primară, pentru tensiunea de 8 kV. Capacitatea primar-secundar este de 36 pF, valoare suficient de mică pentru a nu influența buna funcționare a generatorului.

### 4.1. Generatorul de impulsuri de comandă (fig. 5).

Impulsurile de comandă, a căror frecvență de repetiție poate fi de 20 sau 80 Hz, sînt date de un multivibrator (fig. 5, *a*); după diferențiere sînt amplificate și la ieșirea repetorului catodic, realizat cu una din triodele 6H8C, se obțin impulsuri de 120 V și durata de circa 5 μs. Acestea sînt potrivite pentru a comanda un tub tiratron cu mercur (TГ 0,1/1,3) care, în mod normal, este menținut stins prin tensiunea negativă de 30 V aplicată grilei. Cînd impulsurile se aplică pe grilă, condensatorul de 0,01 μF din anod se descarcă prin tiratronul cu mercur și înfășurarea primară a unui transformator de impulsuri, în a cărui secundar se obțin impulsuri de tensiune de 200 V, valoare suficientă pentru a comanda tiratronul cu hidrogen (fig. 6, *a*). În figura 6, *b* se arată același impuls, însă în timpul funcționării generatorului. După ce spațiul grilă-catod al

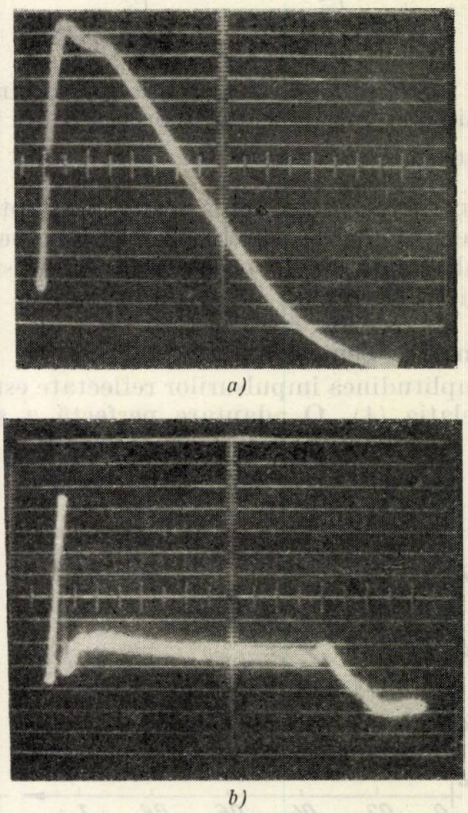



Fig. 6. *Forma impulsului de comandă:*
*a* – cînd generatorul nu funcționează;
*b* – în timpul funcționării generatorului.

tiratronului cu hidrogen se ionizează, forma impulsului se schimbă din cauza micșorării impedanței grilă-catod a tiratronului.

Transformatorul de impulsuri dă un timp de creștere a impulsului de comandă sub 0,3 μs. Înfășurarea primară este realizată pe

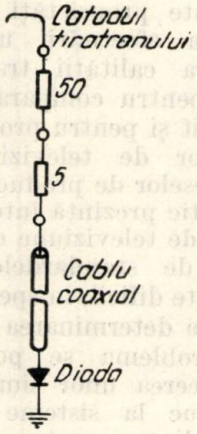
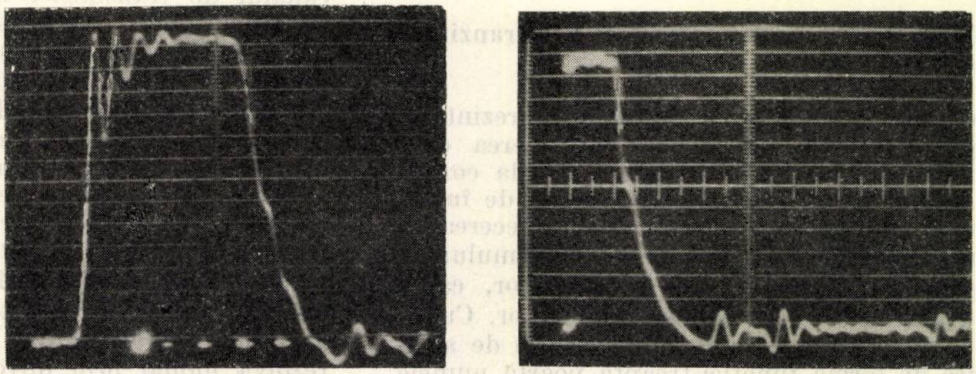



Fig. 7. *Schema circuitului de ieșire*



*a)* *b)*

Fig. 8. *Forma impulsurilor date de generator*: *a* – cu amplificator; *b* – fără amplificator.

un singur strat cu 120 spire, Ø = 0,2 mm, iar cea secundară are trei straturi cu 33 spire fiecare, Ø = 0,2 mm.

Înfășurările sînt făcute pe un miez din tole și sînt izolate pentru înaltă tensiune.

Capacitatea primar-secundar este de 6 pF.

Circuitul de ieșire (fig. 7) permite controlul impulsurilor date de generator. În figura 8, *a* este arătat impulsul obținut de pe rezistența de 5 Ω ce intră în componența sarcinii generatorului. Valoarea amplitudinii este de 250 V, ceea ce corespunde la un curent de 50 A. Din cauza amplificatorului oscilografului (Ribet Desjardins), palierul impulsului este oscilant. Aplicînd același impuls direct pe plăcile oscilografului (fig. 8, *b*), se obține forma reală a impulsului, nealterată de prezența amplificatorului.

Rezistența diferitelor joncțiuni ce se studiază variază între 0,1 Ω și 10 Ω și, împreună cu un grup de rezistențe chimice, constituie impedanța de sarcină.

Pentru studiul joncțiunii $p - n$ la diverse niveluri de injecție, este necesar să se obțină impulsuri de curent variabile ca intensitate. Pentru o joncțiune dată, acest lucru se obține ușor, variind tensiunea anodică de alimentare a tiratronului cu hidrogen. Valoarea maximă a impulsurilor de curent este 90 A și se obține pentru tensiunea anodică maximă, iar valoarea minimă este de cîțiva mA, fiind determinată de valoarea minimă a tensiunii anodice pentru care tiratronul se mai poate aprinde cînd la grila lui se aplică impulsurile de comandă.

BIBLIOGRAFIE

[1] STEVENS, N. B. *High Current Low Impedance Pulse Generator*, The Rev. of Sc. Instrum., vol. 35, nr. 2, 1964.

[2] GLASOE, G. N. și LEBACQZ, J. V. *Pulse Generators*, Radiation Laboratory Series (MC Graw-Hill Book Comp.), 1948.

[3] CARTIANU, GH. *Bazele radiotehnicii*, vol. II, București, Editura de Stat didactică și pedagogică, 1962.

Ing. EMIL DAMACHI

# Caracteristica tranzitorie a sistemelor de televiziune în circuit deschis *).

## Generalități asupra caracteristicii tranzitorii a sistemului de televiziune

Metoda caracteristicii tranzitorii prezintă o importanță deosebită pentru aprecierea calității transmisiei în televiziune. Metoda constă în studiul distorsionării unui semnal de încercare de forma funcției-treaptă la trecerea sa prin elementele componente ale sistemului de televiziune: obiectiv, tub videocaptor, canal de transmisie și tub videoreproducător. Curba de răspuns a sistemului la o variație de strălucire de forma funcției-treaptă poartă numele de caracteristică tranzitorie CT a sistemului de televiziune.

CT a sistemului de televiziune reprezintă curba de variație a strălucirii aparente relative în direcția liniilor rastrului format pe ecranul tubului videoreproducător, corespunzătoare transmiterii prin sistem a imaginii unei mire „treaptă". Prin mire „treaptă" se înțelege o mire de încercare care conține un salt brusc de strălucire la limita de separare dintre un cîmp negru și un cîmp alb. Experimental, CT poate fi obținută prin explorarea cu ajutorul unei fante înguste, a unei porțiuni a ecranului, limitată în jurul zonei de separare dintre cele două cîmpuri, și integrarea fluxului luminos ce străbate această fantă.

În mod similar se poate defini o CT în direcție perpendiculară pe direcția liniilor rastrului. Această caracteristică însă nu este univocă, forma ei depinzînd de poziția relativă a limitei de separare dintre cele două cîmpuri față de liniile rastrului, și nu prezintă importanță practică.

Avantajele semnalului de încercare de forma funcției-treaptă sînt cunoscute [1]. Cunoașterea CT a sistemului de televiziune permite să se obțină informații prețioase asupra calității transmisiei. Astfel, panta maximă $S_M$ și timpul de creștere a frontului $t_f$ determină în mare măsură claritatea imaginii. Amplitudinea $\varepsilon$ și durata supracreșterilor caracterizează „plastica" imaginii, adică accentuarea exagerată a contururilor, iar oscilațiile amortizate care urmează după prima supracreștere indică numărul contururilor multiple formate pe imagine în apropierea zonelor de separare dintre cîmpuri de strălucire diferite. Cunoașterea CT permite calcularea contrastului relativ și profunzimii de modulație a strălucirii, corespunzătoare reproducerii grupurilor de benzi paralele verticale, utilizate pentru măsurarea puterii de rezoluție a sistemului de televiziune. De asemenea, gradul de asimetrie și forma CT furnizează informații asupra mărimii și caracterului distorsiunilor de fază introduse de canalul de transmisie. Aceste proprietăți ale CT oferă deci posibilitatea efectuării unor măsurători obiective asupra calității transmisiei, care pot servi atît pentru compararea diverselor sisteme între ele cît și pentru proiectarea și reglarea sistemelor de televiziune destinate automatizării proceselor de producție.

Din punct de vedere teoretic prezintă interes cunoașterea CT a sistemelor de televiziune care satisfac condițiile impuse de standardele în vigoare. Calculul lor este foarte dificil, în special datorită greutăților legate de determinarea CT a tubului videocaptor. Problema se poate rezolva numai prin introducerea unor simplificări adecvate, care conduc la sisteme de televiziune idealizate. Unul dintre acestea este sistemul normal de televiziune preconizat de I. A. Rîftin [2], [3].

## Caracteristica tranzitorie a sistemului normal de televiziune

Se numește sistem normal de televiziune un sistem liniar și acromatic (lipsit de orice corecție de apertură) care transmite și reproduce un punct al imaginii o singură dată în decursul unui cadru și în același timp

$$\tau = \frac{1}{KZ^2 N} \cdot \frac{1 - t_x}{1 - t_y} \qquad (1)$$

determinat de parametrii standardizați ai sistemului, în care:

$K = l/h$ este formatul cadrului, adică raportul dintre lungimea $l$ și înălțimea $h$ a imaginii;
$z$ — numărul liniilor rastrului;
$N$ — frecvența cadrelor;
$t_x$, $t_y$ — timpul cursei de întoarcere a fasciculului de explorare pe orizontală, respectiv pe verticală.

Timpul $\tau$ poartă denumirea de timp de transmisie a unui element de imagine. Pentru $z = 625$ linii, $K = 4/3$, $N = 25$ cadre/s, $t_x = 18\%$ și $t_y = 12\%$, rezultă $\tau = 6{,}85 \cdot 10^{-8}$ s.

Condiția (1) este satisfăcută numai de un sistem în care fasciculele de explorare ale tuburilor videocaptor și videoreproducător posedă o secțiune pătrată, cu latura egală cu înălțimea unui element de imagine

$$\delta = \frac{h}{z(1 - t_y)} \qquad (2)$$

și cu o distribuție uniformă a densității energiei în cuprinsul acestei secțiuni.

*) Comunicarea la cea de a VIII-a sesiune științifică a cadrelor didactice ale Institutului Politehnic (22-23 februarie 1964), București.

În lipsa altor distorsiuni, CT a tubului videocaptor cu descompunere normală a imaginii (sau a tubului videoreproducător) are expresia

$$h(\chi) = \frac{1}{2} + \chi$$

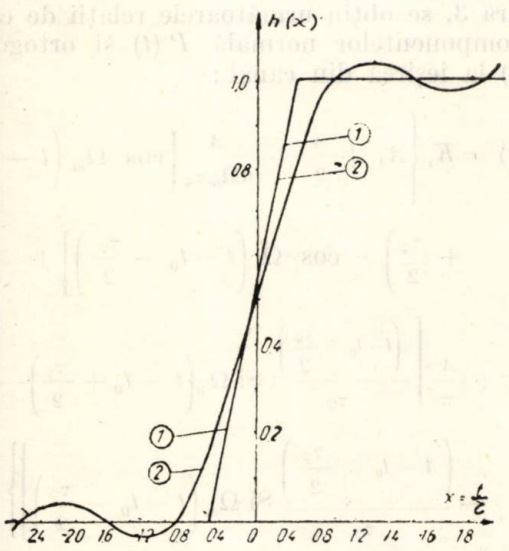



Fig. 1. *Caracteristica tranzistorie a tubului videocaptor cu descompunere normală (curba 1) și caracteristica tranzistorie a sistemului normal de televiziune (curba 2)*

$$h(\chi) = \frac{1}{2} + \chi \text{ (pentru } -0{,}5 \leqslant \chi \leqslant 0{,}5); \quad (3)$$

$$h(\chi) = 0 \text{ pentru } \chi < -0{,}5;$$

$$h(\chi) = 1 \text{ pentru } \chi > 0{,}5,$$

unde

$$\chi = \frac{x}{\delta} = \frac{t}{\tau} \quad (4)$$

și reprezintă distanța normată a punctului în care se calculează amplitudinea tranzitorie față de limita de separare dintre cele două cîmpuri de strălucire diferite, considerată ca axă a ordonatelor. Această caracteristică este reprezentată în figura 1 prin curba *1*.

Dacă obiectivul camerei videocaptoare nu introduce distorsiuni, iar canalul de transmisie posedă caracteristicile filtrului ideal de frecvențe joase, cu banda de trecere limitată la valoarea

$$f_N = \frac{1}{2\tau} = \frac{KZ^2N}{2}\frac{1-t_y}{1-t_x}$$

atunci CT a sistemului normal se poate calcula cu relația [3]:

$$h(\chi) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\Big[(\chi+1)^2 \operatorname{Si}\pi(\chi+1) + (\chi-1)^2 \operatorname{Si}\pi(\chi-1) - 2\chi^2 \operatorname{Si}\pi\chi - \frac{4}{\pi}\chi\cos\pi\chi - \frac{4}{\pi^2}\sin\pi\chi\Big], \quad (5)$$

Această caracteristică este reprezentată în figura 2 prin curba *2*, avînd următorii parametri:

— panta maximă $S_M = 0{,}774/\delta$;
— durata frontului $t_f = 1{,}24\ \tau$;
— supracreșterea maximă $\varepsilon = 2{,}87\%$.

Sistemul care posedă CT exprimată de relația (5) reproduce benzile paralele verticale albe și negre de lățime $\delta$ cu un contrast relativ:

$$k = \frac{B_{max.} - B_{min.}}{B_{max.} + B_{min.}} = 0{,}58. \quad (6)$$

I. A. Rîftin consideră că sistemul normal de televiziune descris mai sus asigură calitatea optimă a transmisiei. Folosind CT a sistemului normal ca etalon, el propune criteriul echivalenței caracteristicilor tranzitorii pentru aprecierea și compararea calității transmisiei în direcția liniilor rastrului [3].

Se poate afirma că acest criteriu se aplică fără dificultăți în cazul sistemelor de televiziune în circuit închis, care permit obținerea unor CT cu asimetrie redusă și supracreșteri moderate. Generalizarea lui însă este condiționată de cunoașterea particularităților CT ale sistemelor în circuit deschis, problemă care nu a fost tratată pînă în prezent în literatură. În acest scop, în lucrare se expun unele rezultate teoretice și experimentale asupra CT a sistemelor de televiziune în circuit deschis care satisfac condițiile impuse de standardul sovietic.

## Caracteristica tranzitorie a sistemelor de televiziune în circuit deschis

Sistemele de televiziune în circuit deschis destinate transmisiei de programe radiodifuzate folosesc modulația de amplitudine și rejecția parțială a unei benzi laterale, rezultată în urma procesului de modulație. După normele GOST 7845—55, caracteristica amplitudine-frecvență globală a canalului de radiofrecvență are forma din figura 2.

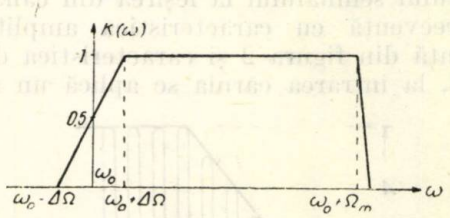



Fig. 2. *Caracteristica amplitudine-frecvență globală a canalului de radiofrecvență după GOST 7845—55*

*— $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ — frecvența purtătoare a semnalului de imagine*; $\Omega m = 2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot S^{-1}$; $\Delta\Omega = 2\pi \cdot 0{,}75 \cdot 10^6 \cdot S^{-1}$

Gradul de rejecție a benzii laterale este caracterizat prin factorul de asimetrie

$$d = \frac{\Omega_m}{\Delta\Omega} = \frac{6}{0{,}75} = 8 \quad (7)$$

Caracteristica tranzitorie a canalului de radiofrecvență cu benzi laterale asimetrice a fost studiată de Bourassin [4]. Datorită așezării asimetrice față de banda de frecvențe, purtătoarea este modulată simultan în amplitudine

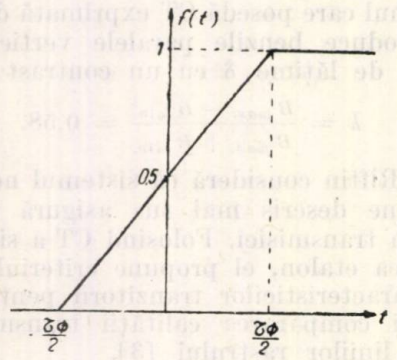



Fig. 3. *Forma semnalului de videofrecvență aplicat la intrarea canalului de radiofrecvență*

și fază. CT a canalului de radiofrecvență este înfășurătoarea răspunsului la impulsul treaptă și se calculează cu relația

$$h(t) = \sqrt{P^2(t) + Q^2(t)} \qquad (8)$$

în care $P(t)$ este componenta în fază cu purtătoarea, numită componentă normală, iar $Q(t)$ este componenta în cuadratură cu purtătoarea, numită componentă ortogonală.

CT a canalului de radiofrecvență este asimetrică (chiar dacă se consideră o caracteristică de fază liniară), iar supracreșterea și durata frontului sînt mai mari decît în cazul transmisiei cu benzi laterale simetrice. Influența componentei ortogonale scade o dată cu micșorarea profunzimii de modulație, fiind practic neglijabilă pentru valori

$$m = \frac{U_{max.} - U_{min.}}{U_{max.} + U_{min.}} \leqslant 0{,}2 \qquad (9)$$

Calculul semnalului la ieșirea din canalul de radiofrecvență cu caracteristica amplitudine-frecvență din figura 2 și caracteristica de fază liniară, la intrarea căruia se aplică un semnal

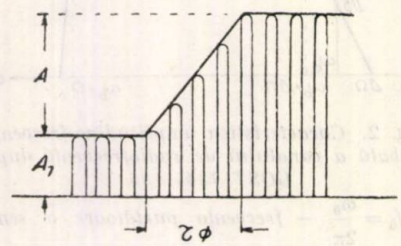



Fig. 4. *Forma semnalului de radiofrecvență corespunzătoare semnalului modulator din figura 3*

de forma CT a tubului videocaptor cu descompunere normală (fig. 3), a fost efectuat de Oxman [5]. Considerînd că la intrare se aplică semnalul (fig. 4)

$$F_1(t) = [A_1 + A f_1(t)] \cos \omega_0 t$$

în care :

$$f_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi\tau_\varphi}\int_0^\infty \sin\frac{\Omega\tau_\varphi}{2} \sin \Omega t \frac{d\Omega}{\Omega}$$

reprezintă funcția spectrală a semnalului din figura 3, se obțin următoarele relații de calcul a componentelor normală $P(t)$ și ortogonală $Q(t)$ la ieșirea din canal :

$$P(t) = K_\omega\left\{A_1 + \frac{A}{2} + \frac{A}{\pi\Omega_m\tau_\varphi}\left[\cos\ \Omega_m\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right) - \cos\ \Omega_m\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\right] + \frac{A}{\pi}\left[\frac{\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right)}{\tau_\varphi}\ \mathrm{Si}\ \Omega_m\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right) - \frac{\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right)}{\tau_\varphi}\ \mathrm{Si}\ \Omega_m\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\right]\right\} \qquad (10)$$

$$Q(t) = \frac{AK_\omega}{\pi\tau_\varphi\ \Delta\Omega}\left[\mathrm{Si}\ \Delta\Omega\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right) - \mathrm{Si}\ \Delta\Omega\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\right] + \frac{AK_\omega}{\pi\tau_\varphi}\left\{t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\ \Omega_m\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right) - \mathrm{Ci}\ \Delta\Omega\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\right] - \left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\ \Omega_m\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right) - \mathrm{Ci}\ \Delta\Omega\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\right] + \frac{1}{\Omega_m}\left[\sin\ \Omega_m\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right) - \sin\ \Omega_m\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\right] + \frac{1}{\Delta\Omega}\left[\sin\Delta\ \Omega\left(t - t_0 + \frac{\tau_\varphi}{2}\right) - \sin\ \Delta\Omega\left(t - t_0 - \frac{\tau_\varphi}{2}\right)\right]\right\} \qquad (11)$$

Dacă introducem notațiile :

$$m = \frac{(A_1 + A) - A_1}{(A_1 + A) + A_1} \qquad (12)$$

$$a = \frac{f_m}{f_N} \quad (13) \qquad \theta = \frac{\tau_\varphi}{\tau} \qquad (14)$$

atunci :

$$\Omega_m = \frac{\pi a}{\tau} \quad (15) \qquad \Delta\Omega = \frac{\pi a}{d\tau} \quad (16)$$

și neglijînd influența timpului de întîrziere de grup $t_0$, relațiile (10) și (11) capătă forma :

$$P(x) = \frac{2K_\omega m}{1+m}\left\{\frac{1}{2m} + \frac{1}{\pi^2 a\theta}\left[\cos\pi a\left(\chi+\frac{\theta}{2}\right) - \right.\right.$$

$$\left. - \cos\pi a\left(\chi-\frac{\theta}{2}\right)\right] +$$

$$+\frac{1}{\pi}\left[\left(\frac{\chi+\frac{\theta}{2}}{\theta}\right)\mathrm{Si}\ \pi a\left(\chi+\frac{\theta}{2}\right) - \right.$$

$$\left. -\left(\frac{\chi-\frac{\theta}{2}}{\theta}\right)\mathrm{Si}\ \pi a\left(\chi-\frac{\theta}{2}\right)\right] \quad (17)$$

$$Q(\chi) = \frac{2m}{1+m}\cdot\frac{K_\omega}{\pi\theta}\left\{\frac{d}{\pi a}\left[\mathrm{Si}\frac{\pi a}{d}\left(\chi+\frac{\theta}{2}\right) - \right.\right.$$

$$\left. - \mathrm{Si}\frac{\pi a}{d}\left(\chi-\frac{\theta}{2}\right)\right] + \left(\chi+\frac{\theta}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\,\pi a\left(\chi+\frac{\theta}{2}\right) - \right.$$

$$\left. - \mathrm{Ci}\frac{\pi a}{d}\left(\chi+\frac{\theta}{2}\right)\right] - \left(\chi-\frac{\theta}{2}\right)\left[\mathrm{Ci}\,\pi a\left(\chi-\frac{\theta}{2}\right) - \right.$$

$$\left. - \mathrm{Ci}\frac{\pi a}{d}\left(\chi-\frac{\theta}{2}\right)\right] + \frac{1}{\pi a}\left[\sin\pi a\left(\chi-\frac{\theta}{2}\right) - \right.$$

$$\left. - \sin\pi a\left(\chi+\frac{\theta}{2}\right)\right] + \frac{d}{\pi a}\left[\sin\frac{\pi a}{d}\left(\chi+\frac{\theta}{2}\right) - \right.$$

$$\left.\left. - \sin\frac{\pi a}{d}\left(\chi-\frac{\theta}{2}\right)\right]\right\} \quad (18)$$

Cu ajutorul relațiilor (17), (18) și (8) se poate calcula CT a ansamblului tub videocaptor-canal de transmisie. O astfel de caracteristică calculată pentru $m = 70\%$ (profunzimea maximă de modulație a semnalului) și $\theta = 1$ (tub videocaptor cu descompunere normală) este prezentată în figura 5 prin curba *1*. În aceeași figură sînt trasate și CT ale canalului de radiofrecvență, pentru două valori diferite ale profunzimii de modulație : $m = 100\%$ (curba *2*) și $m = 70\%$ (curba *3*). În figura 6 sînt prezentate curbele componentelor ortogonale (18), corespunzătoare la trei valori distincte ale pantei semnalului aplicat la intrarea canalului de radiofrecvență : $\theta = 0$, $\theta = 1$ și $\theta = 2$.

Analiza curbelor din figurile 5 și 6 conduce la concluzia că micșorarea pantei semnalului aplicat la intrarea canalului de radiofrecvență are ca efect reducerea distorsiunilor introduse de componenta ortogonală. Generalizînd această concluzie asupra tuburilor cu acumulare de sarcini, care posedă CT monotone, cu o durată a frontului $t_f = (1{,}5 \div 2{,}0)\,\tau$ [6], se poate afirma că în sistemele cu astfel de tuburi influența componentei ortogonale este funcție de performanțele tubului videocaptor : cu cît performanțele sînt mai bune, cu atît distorsiunile introduse de componenta ortogonală

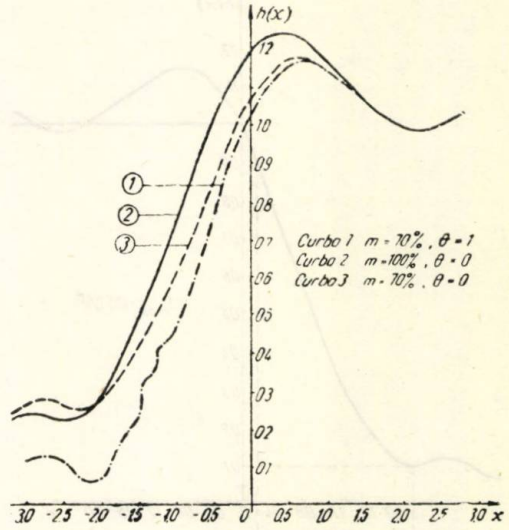



Fig. 5. *Caracteristicile tranzitorii ale ansamblului tub videocaptor — canal de radiofrecvență pentru valorile* $d = 8$, $a = 0{,}822$

— curba *1* : $m = 70\%$, $\theta = 1$ ; — curba *2* : $m = 100\%$, $\theta = 0$ ; — curba *3* : $m = 70\%$, $\theta = 0$

sînt mai mari, fără însă ca ele să ajungă la valoarea corespunzătoare tubului cu descompunere normală.

Pentru a determina CT a sistemului de televiziune în circuit deschis este necesar să se calculeze răspunsul la ieșirea tubului videoreproducător cu CT normală, corespunzător semnalului exprimat de relația (8), aplicat la

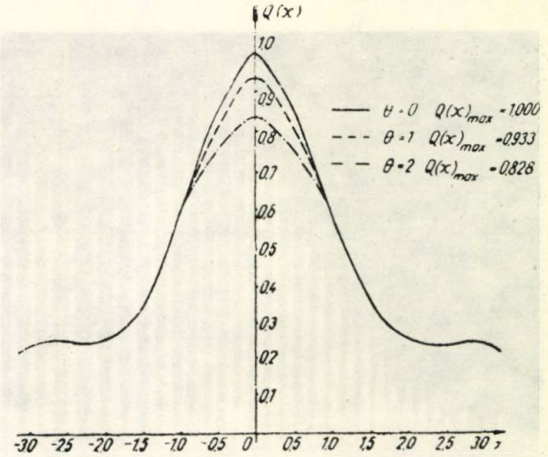



Fig. 6. *Forma componentei ortogonale la ieșire din canalul de radiofrecvență pentru valori diferite ale pantei semnalului aplicat la intrare :*

— curba *1* : $\theta = 0$ ; — curba *2* : $\theta = 1$ ; — curba *3* : $\theta = 2$

intrare. Întrucît calculul analitic cu ajutorul legii lui Talbot prezintă dificultăți mari, s-a folosit o metodă grafico-analitică [7]. CT obținută pe această cale, pentru valorile : $m = 70\%$,

$\theta = 1$ și $a = 0{,}822$, este prezentată în figura 7. Parametrii săi principali sînt:

— panta maximă $S_M = 0{,}57/\delta$,

— durata frontului $t_f = 2{,}85\ \tau$,

— supracreșterea maximă $\varepsilon = 15\%$.

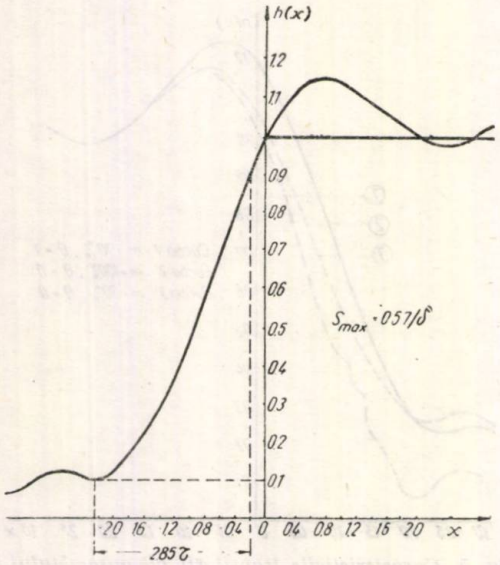



Fig. 7. *Caracteristica tranzitorie a sistemului de televiziune în circuit dschis pentru* $\theta = 1$, $m = 70\%$, $a = 0{,}822$ *și* $d = 8$

În calculul de mai sus s-au neglijat distorsiunile introduse de obiectivul camerei videocaptoare, datorită duratei reduse a frontului caracteristicii sale [8].

**Rezultate experimentale**

CT a unui sistem în circuit deschis s-a determinat experimental cu aparatul stroboscopic elaborat de un colectiv al catedrei de televi-

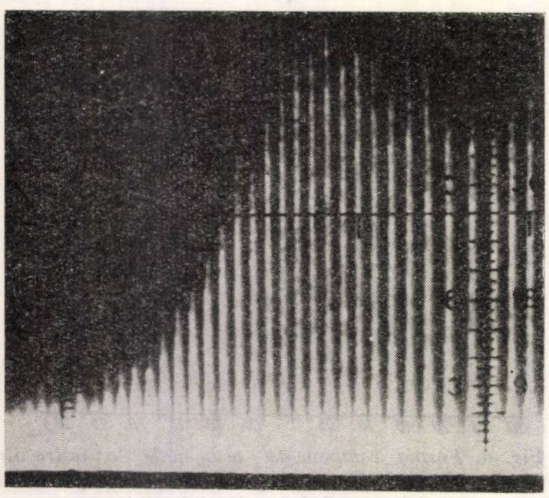


Fig. 8. *Caracteristica tranzitorie experimentală a sistemului în circuit deschis pentru* $m = 70\%$

ziune a Institutului Electrotehnic V. I. Ulianov din Leningrad [3,6]. CT s-a obținut direct pe ecranul unui osciloscop catodic sub forma înfășurătorii unor impulsuri care au servit și ca repere de calibrare a timpului. Experiențele s-au efectuat cu un televizor „Znamiia 58—M" pe ecranul căruia s-a reprodus imaginea mirei 0249, transmisă de telecentru cu ajutorul unui tub monoscop. În calitate de mină „treaptă" s-au folosit laturile verticale ale dreptunghiului negru, situat deasupra tentelor orizon-

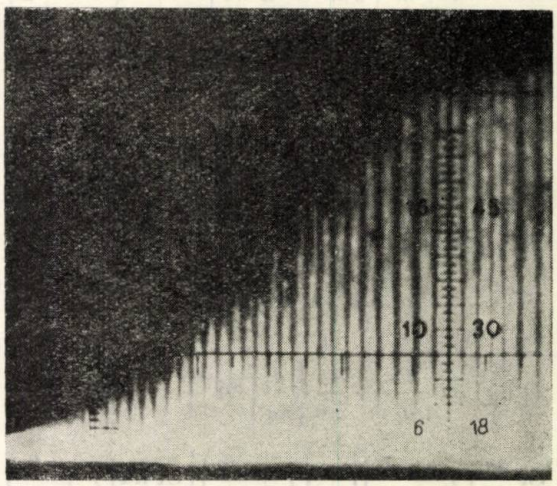



Fig. 9. *Caracteristica tranzitorie experimentală a sistemului în circuit deschis pentru* $m = 42\%$

tale de control a nuanțelor de contrast (pentru profunzimea maximă de modulație a semnalului) sau limita de separare dintre fond și tentele verticale (pentru o profunzime de modulație mai redusă).

CT obținute pentru două valori diferite ale profunzimii de modulație sînt prezentate în figura 8 ($m = 70\%$) și figura 9 ($m = 42\%$). Pentru comparație, în figura 10 este prezentată CT a unui sistem în circuit închis cu tub superorticon LI—17 și cu o bandă de frec-

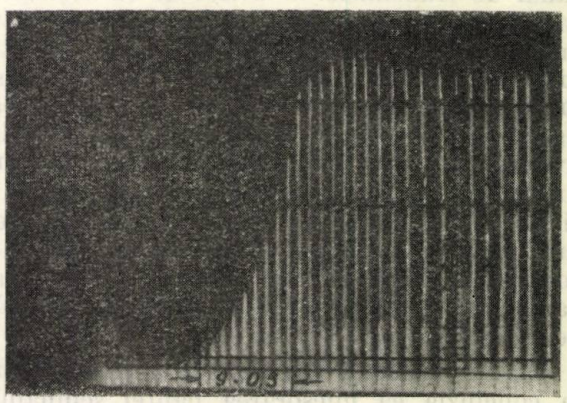


Fig. 10. *Caracteristica tranzitorie a sistemului în circuit închis (cu tub videocaptor* LI—17)

vențe a canalului de 7 MHz (la —3 db). Parametrii principali ai acestor caracteristici sînt prezentați în tabela 1.

*Tabela 1*

| | m% | $s_M$ | $t_f$ | ε % |
|---|---|---|---|---|
| Sistem în circuit deschis (fig. 8) | 70 | 0,57/δ | 2,22τ | 12 |
| Sistem în circuit deschis (fig. 9) | 42 | 0,50/δ | 2,80τ | 6 |
| Sistem în circuit închis (fig. 10) | — | 0,55/δ | 2,72τ | 5 |

Se observă că valorile parametrilor principali ai CT experimentale sînt apropiate de valorile obținute prin calcul.

**Concluzii**

Analiza rezultatelor teoretice și experimentale expuse mai sus conduce la următoarele concluzii :

1. Metoda caracteristicii tranzitorii permite obținerea unor informații prețioase asupra calității transmisiei în televiziune.

2. CT a sistemului de televiziune în circuit deschis se deosebește de CT a sistemului normal prin distorsiunile introduse de rejecția parțială a unei benzi laterale în canalul de radiofrecvență. Aceste distorsiuni depind de profunzimea de modulație a semnalului de televiziune și de performanțele tubului videocaptor utilizat.

3. CT a sistemelor în circuit deschis posedă, în general, supracreșteri și durate ale fronturilor mai mari decît CT a sistemului normal.

4. Aplicarea criteriului echivalenței caracteristicilor tranzitorii în cazul sistemelor în circuit deschis întîmpină dificultăți din cauza distorsiunilor introduse de componenta ortogonală. La aceeași durată a frontului sau la aceeași pantă maximă a CT, puterea de rezoluție a sistemului și calitatea transmisiei este funcție de caracterul imaginii. Practic, rezultatele comparării CT depind în mare măsură de mărimea și caracterul distorsiunilor de fază introduse de canalul de transmisie.

BIBLIOGRAFIE


[1] CARTIANU, G. și POENARU, D. *Caracteristicile amplificatoarelor cu circuite decalat acordate.* Telecomunicații, nr. 5, 1960.

[2] RÎFTIN, I. A. *Normalnaia razreșaiușceaia sposobnosti televizionnoi sistemi.* Tehnika kino i televidenia, nr. 3, pag. 8—21, 1961.

[3] RÎFTIN, I. A. *Kacestvo televizionnoi peredaci.* Tehnika kino i televidenia, nr. 6, pag. 9—18, 1963.

[4] BOURASSIN, L. *Les systemes de télévision à bandes latérales asymétriques.* L'Onde électrique, nr. 332—333, pag. 897—913 și 1 020—1 040, 1954.

[5] OXMAN, A. K. *Demoduliația modulirovannih televizionnih signalov s nesimmetricinimi bokovimi polosami* : Elektrosviaz, nr.7, pag. 3—22, 1956.

[6] DAMACHI, E. *Perehodnîie harakteristiki televizionnoi sistemi*, disertație pentru obținerea titlului de candidat în științe, Institutul Electrotehnic V. I. Ulianov, Leningrad, 1961.

[7] LURIE, O. B. *Amplificatoare de videofrecvență.* București, Editura tehnică, pag. 172, 1959.

[8] DAMACHI, E. *Ob ocenke vliiania obiectiva peredaiușcei kameri na kacestvo televizionnovo izobrajenia* : Buletinul Institutului politehnic Iași, tom VII (XI), fasc. 1—2, pag. 233—246, 1961.


## O nouă publicație

*În Anglia va apărea în curînd o nouă publicație periodică lunară, cu caracter internațional, intitulată „Eliectronics Letters". Cea mai mare parte a conținutului va consta din comunicări scurte redînd cele mai noi lucrări originale de cercetare și de realizări în domeniul electronicii și în domeniile înrudite. Caracteristica specială a publicației „Electronics Letters" va fi rapiditatea de apariție a materialului. Redacția își propune ca articolele scrise în limba engleză să apară în două pînă la șase săptămîni de la primirea materialului, afară de cazul cînd ar exista dificultăți de a se stabili dacă lucrarea este corespunzătoare pentru a fi publicată. Se preferă ca materialele trimise spre publicare să fie scrise în limba engleză dar se vor primi și materiale scrise în limbile rusă, germană, franceză sau italiană.*

*Se vor publica articole din domeniul electronicii, al radiotehnicii sau al automaticii. Materialul va conține cel mult 1 200 cuvinte și două figuri.*

*Adresa redacției publicației este : „Electronics Letters" The Institution of Electrical Engineers. Savoy Place. London CW2.*

Ing. EMIL RODEANU

# Discriminator de joasă frecvență de bandă largă și neliniaritate redusă

In sistemele de comunicații cu modulație de frecvență sau în aparatură de laborator se pune adeseori problema demodulării unor semnale ce au deviații mari de frecvență, la frecvențe centrale relativ scăzute. Discriminatorii folosiți în acest scop trebuie să aibă o caracteristică suficient de liniară într-o bandă largă, în jurul frecvenței centrale, asigurînd în același timp o sensibilitate ridicată.

Recent a fost studiat, și s-au obținut rezultate bune, un discriminator de bandă largă și neliniaritate redusă, folosind ca element sensibil la frecvență o rețea RC [1]. Schema-bloc a acestui discriminator este reprezentată în figura 1.

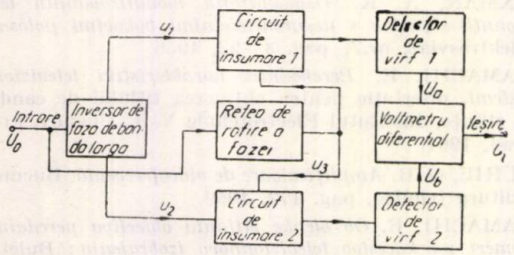



Fig. 1. *Schema-bloc a discriminatorului*

Tensiunea $U_0$ de la intrare se aplică unui etaj inversor de fază de la care se obțin două tensiuni $u_1$ și $u_2$ egale ca amplitudine, dar în antifază în întregul domeniu de frecvență care interesează. O a treia tensiune $u_3$, avînd amplitudine constantă în bandă și un unghi de fază $\Phi(\omega)$ în raport cu faza tensiunii $u_1$, unghi ce poate varia între 0° și 180° cînd frecvența variază între o și $\infty$, se obține la ieșirea unei rețele $RC$ de rotire a fazei (fig. 2), la intrarea căreia se aplică tensiunea $2U_0$, simetric față de masă.

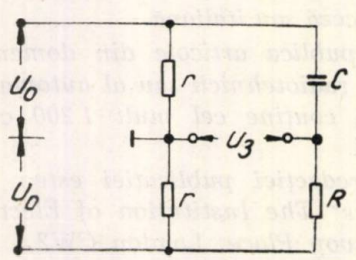



Fig. 2. *Rețeaua de rotire a fazei*

Tensiunea $u_3$ se însumează separat cu fiecare din tensiunile $u_1$ și $u_2$, iar tensiunile astfel rezultate se aplică unor detectoare de vîrf, avînd fiecare randamentul detecției egal cu $\eta$. Culegînd diferențial tensiunile detectate, se obține o caracteristică de discriminare avînd o neliniaritate importantă. Atenuînd una din tensiunile detectate cu constanta $\gamma$, s-a ajuns la îmbunătățirea liniarității acestei caracteristici.

Expresia tensiunii $U_d$ de la ieșirea discriminatorului, dedusă în [1], este :

$$U_d = \beta U_a - U_b = 2\eta \cdot U \cdot \frac{\gamma - x}{(1 + x^2)^{1/2}} \qquad (1)$$

în care $x = \omega CR$.

Dacă se ține seama că $U_d$ se anulează cînd $\omega = \omega_0 = \frac{\gamma}{RC}$, tensiune de la ieșire, exprimată în funcție de frecvența normalizată $\lambda = \frac{\omega}{\omega_0}$, devine :

$$U_d = 2\eta U_0 \beta \frac{1 - \lambda}{(1 + \gamma^2 \lambda^2)^{1/2}} \qquad (2)$$

Calculînd din relația (2) panta $S_0$ a caracteristicii discriminatorului $\left(S_0 = \frac{\partial U_d}{\partial \lambda}\Big/_{\lambda=1}\right)$ și înmulțind-o cu $\lambda - 1$ se obține expresia aproximativă a tensiunii de la ieșire, expresie ce depinde liniar de frecvență :

$$U_{d0} = 2\eta U_0 \beta \frac{1 - \lambda}{(1 + \beta^2)^{1/2}} \qquad (3)$$

Din relațiile (2) și (3) se poate calcula expresia neliniarității caracteristicii discriminatorului descris :

$$N = \frac{U_d - U_{d0}}{U_d} = 1 - \left(\frac{1 + \beta^2 \lambda^2}{1 + \beta^2}\right)^{1/2} \qquad (4)$$

O simplificare importantă a montajului se obține dacă în locul rețelei în punte se folosesc două rețele $RC$ [2], [3]. Inconvenientul acestui discriminator, realizat în oricare din soluțiile propuse, constă în faptul că îmbunătățirea liniarității caracteristicii ce se poate obține prin micșorarea factorului $\beta$ conduce la o reducere a sensibilității sale. Compensarea acestei scăderi se poate obține numai prin mărirea nivelului tensiunii de la intrare.

În lucrarea de față se propune o altă metodă de liniarizare a caracteristicii discriminatorului descris în lucrările citate, folosind reacția negativă într-un etaj de amplificare, etaj în care se poate obține ușor și compensarea sensibilității discriminatorului, fără a fi necesară mărirea nivelului tensiunii de la intrare.

Se consideră montajul reprezentat în figura 3. Pentru a obține expresia tensiunii detectate în funcție de tensiunea de la intrare (presupusă de amplitudine constantă), se calculează amplitudinile tensiunilor în diferitele puncte ale montajului, puncte indicate în figura 3 prin cifrele de la 1—5.

Tensiunea $U_1$ (din anoda primului tub), ținînd seama de factorul de amplificare, are expresia :

$$U_1 = \frac{SRa}{1 + SZc}\ U,$$

unde :

$$Z_c = \frac{R_1 \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{1 + j\omega\, R_1 C_1}$$

Notînd

$$R_1 C_1 = \frac{1}{\omega_0} \text{ și } \lambda = \frac{\omega}{\omega_0}$$

se obține :

$$U_1 = \frac{SRa}{1 + SR_1} \frac{1 + j\lambda}{1 + j\frac{\lambda}{1 + SR_1}}\ U_0 \quad (5)$$

Ținînd seama de expresiile funcțiilor de transfer ale rețelelor $RC$ și impunînd condiția $R_1C_1 = RC$, amplitudinile tensiunilor în punctele *2* și *3* vor avea expresiile :

$$U_2 = \frac{1}{1 + j\lambda}\ U_1;\ U_3 = \frac{j\lambda}{1 + j\lambda}\ U_1$$

Amplitudinile tensiunilor la ieșirea din repetoarele catodice vor fi :

$$U_4 = A_c\ U_2;\ U_5 = A_c\ U_3$$

unde $A_c = \frac{\mu\, Rc}{Ri + (\mu + 1)\, Rc}$ este coeficientul de amplificare al repetoarelor catodice. Exprimînd aceste mărimi în funcție de tensiunea de la intrare, se obține :

$$U_4 = \frac{SRa}{1 + SR_1} A_c \frac{1}{1 + j\frac{\lambda}{1 + SR_1}}\ U_0$$

$$U_5 = \frac{SRa}{1 + SR_1} A_c \frac{j\lambda}{1 + j\frac{\lambda}{1 + SR_1}}\ U_0$$

Expresia tensiunii $U_d$ de la ieșirea discriminatorului, rezultată ca diferență a tensiunilor detectate de către detectoarele de vîrf avînd fiecare randamentul $\eta$, este :

$$U_d = \frac{SRa}{1 + SR_1} A_c\, \eta\, U_0 \frac{1 - \lambda}{\left[1 + \left(\frac{\lambda}{1 + SR_1}\right)^2\right]^{1/2}} \quad (6)$$

Această expresie se anulează pentru $\lambda = 1$.

Din expresia (6) se obține panta caracteristicii discriminatorului în punctul $\lambda = 1$. $\left(S_0 = \frac{\partial U_d}{\partial \lambda}\Big/_{\lambda=1}\right)$.

$$S_0 = -\frac{SRa}{1 + SR_1} A_c\, \eta\, U_0 \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{1}{1 + SR_1}\right)^2\right]^{1/2}}$$

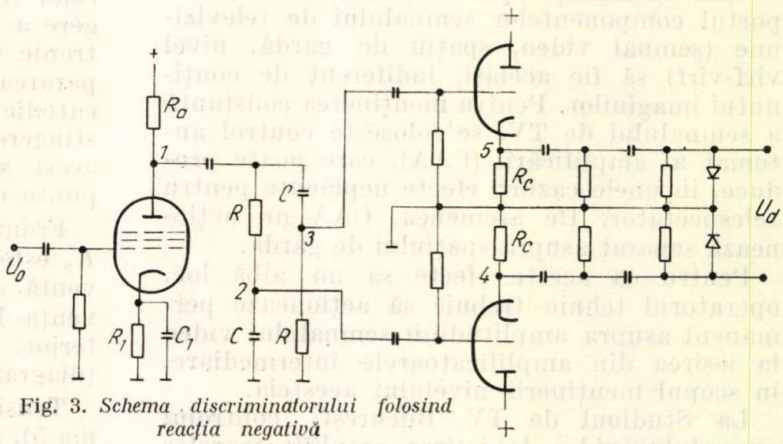



Fig. 3. *Schema discriminatorului folosind reacția negativă*

și de aici înmulțind cu $\lambda - 1$ se obține expresia aproximativă a tensiunii la ieșirea din discriminator :

$$U_{d0} = \frac{SRa}{1 + SR_1} A_c\, \eta\, U_0 \frac{1 - \lambda}{\left[1 + \left(\frac{1}{1 + SR_1}\right)^2\right]^{1/2}}$$

Notînd $\frac{1}{1 + SR_1} = \beta < 1$, se obține :

$$U_{d0} = \eta\, A_c\, SRa\, U_0\, \beta\, \frac{1 - \lambda}{(1 + \beta^2)^{1/2}} \quad (7)$$

Expresia neliniarității caracteristicii discriminatorului va fi :

$$N = \frac{U_d - U_{d0}}{U_d} = 1 - \left(\frac{1 + \beta^2 \lambda^2}{1 + \beta^2}\right)^{1/2} \quad (8)$$

Comparînd relațiile (7) și (8) cu (3) și (4) se constată că au aceeași structură. Din relația (7) se vede că scăderea sensibilității discriminatorului datorită factorului $\beta$, scădere care conduce la îmbunătățirea liniarității caracteristicii sale, poate să fie compensată atît prin creșterea tensiunii $U_0$, la fel cu ceea ce a rezultat din relația (3), cît și prin creșterea mărimii $SR_a$.

BIBLIOGRAFIE


[1] GANGOPADHAYAY, U. *Low frequency discriminator of improved linearity*, Proc. I.E.E., vol. 111, nr. 1, ianuarie, pag. 31—35 (1964).

[2] HALL, K. S. *Low-frequency discriminator of improved linearity* (correspondence), Proc. I.E.E. vol. 111, nr. 9, septembrie, pag. 1 561 (1964).

[3] CARTIANU, GH. *Modulația de frecvență*. București Editura Academiei R.P.R., pag. 385, (1958).

Ing. GHEORGHE MITROFAN

# Controlul simultan al nivelurilor semnalului video la ieşirea amplificatoarelor intermediare

Pentru vizionarea emisiunilor de televiziune în condiţii optime, este necesar ca raportul componentelor semnalului de televiziune (semnal video, spaţiu de gardă, nivel vîrf-vîrf) să fie acelaşi, indiferent de conţinutul imaginilor. Pentru menţinerea constantă a semnalului de TV, se foloseşte control automat al amplificării (CAA), care poate produce, în unele cazuri, efecte neplăcute pentru telespectator. De asemenea, CAA nu acţionează separat asupra spaţiului de gardă.

Pentru ca aceste efecte să nu aibă loc, operatorul tehnic trebuie să acţioneaze permanent asupra amplitudinii semnalului video la ieşirea din amplificatoarele intermediare, în scopul menţinerii nivelului acesteia.

La Studioul de TV Bucureşti, controlul semnalului video la ieşirea amplificatoarelor intermediare se face cu ajutorul cîte unui osciloscop amplasat în fiecare canal, cu ecranul calibrat. La aprecierea nivelului semnalului video şi a spaţiului de gardă cu ajutorul acestei metode apar greşeli ca urmare atît a fenomenului de paralaxă, a variaţiei valorii tensiunii de calibrare în timp, a inegalităţii coeficienţilor de amplificare a amplificatoarelor de control, cît şi a neliniarităţii caracteristicii de amplitudine a acestora.

Pentru înlăturarea acestor neajunsuri, în laboratorul de electronică al Studioului de televiziune Bucureşti s-a construit un osciloscop, conform schemei-bloc din figura 1, destinat carelor de reportaj cu trei canale.

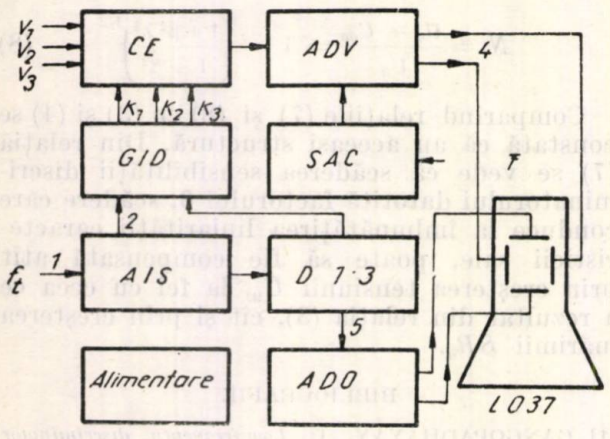



Fig. 1

În figura 2 este arătată forma tensiunilor în diferite puncte ale schemei din figura 1.

Semnalele video $V_1$, $V_2$ şi $V_3$ de la ieşirile de control ale canalelor sînt introduse într-un comutator electronic (*CE*). Comutatorul electronic este comandat cu impulsurile $K_1$, $K_2$ şi $K_3$, elaborate de generatorul de impulsuri dreptunghiulare *GID*, astfel încît la ieşire (diagrama 4) vom găsi în intervalele de timp $t_0 - t_1$, $t_2$ şi $t_2 - t_3$ semnalele a trei linii, extrase din semnalele corespunzătoare $V_1$, $V_2$ şi $V_3$.

Întrucît nivelul componentei continue a celor trei semnale este diferit, nivelul de stingere a acestora la ieşirea comutatorului electronic va avea niveluri diferite. Pentru compararea acestor semnale pe ecranul tubului catodic *T*, este necesară aducerea nivelului de stingere a acestora la acelaşi potenţial. În acest scop se foloseşte schema de axare în punte comandată *SAC*.

Frontul anterior al impulsurilor $K_1$, $K_2$ şi $K_3$ este comandat de impulsuri a căror frecvenţă este de trei ori mai mică decît frecvenţa liniilor (diagrama 3), iar frontul posterior, de impulsuri avînd frecvenţa liniilor (diagrama 2).

Tensiunea în dinte de ferăstrău (diagrama 5), pentru deflexia pe orizontală a spotului tubului catodic *T*, se culege de pe divizorul 1 :3 şi apoi se amplifică de amplificatorul de deviaţie orizontală *ADO*.

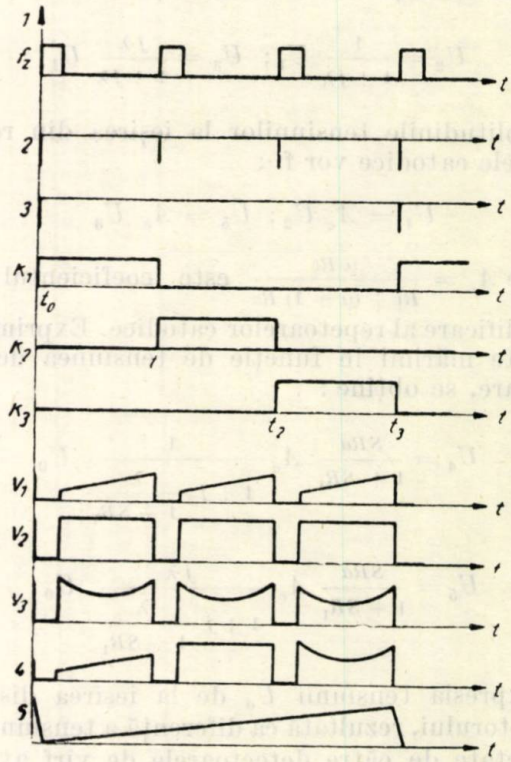



Fig. 2

Se observă că, semnalul pentru control se extrage din semnalul corespunzător imaginii din trei în trei linii, pe o durată de o linie. Acest semnal este suficient pentru a aprecia nivelul

semnalului video corespunzător imaginii, întrucît valoarea coeficientului de autocorelație între liniile adiacente ale imaginii de TV este destul de mare.

toda diodelor $D_4$ și $D_6$ este aplicat un semnal negativ, care deschide aceste diode și închide diodele $D_3$ și $D_5$, blocînd trecerea semnalelor $V_2$ și $V_3$ spre ieșire. În mod analog, în inter-

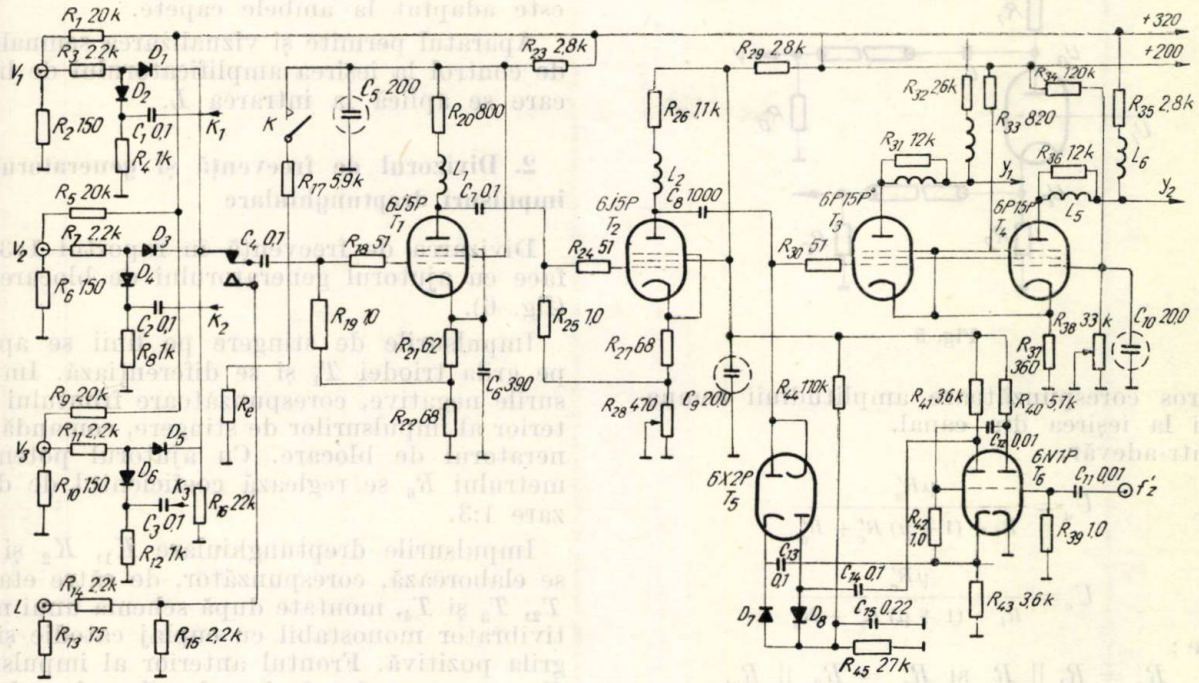



Fig. 3

**1. Comutatorul electronic și amplificatorul de deviație verticală**

În figura 3 este arătată schema comutatorului electronic și a amplificatorului de videofrecvență.

Comutatorul electronic lucrează în felul următor :

Diodele $D_1 + D_6$ sînt polarizate astfel încît ele conduc. Comutarea se bazează pe faptul că pe catoda diodelor $D_2$, $D_4$ și $D_6$ linia componentei continue $oy$ a semnalelor $K_1$, $K_2$ și $K_3$ este situată la 1/3 din amplitudinea impulsurilor față de axa $ox$ (fig. 4).

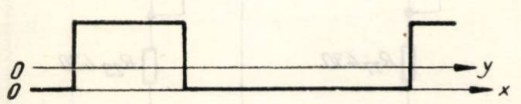


Fig. 4

În intervalul de timp $t_0 - t_1$ impulsul pozitiv aplicat pe catoda diodei $D_2$ închide această diodă și semnalul $V_1$ trece prin dioda $D_1$, care este deschisă. În acest timp, pe catodele de timp $t_1 - t_2$ și $t_2 - t_3$ vor trece la ieșire semnalele $V_2$ și $V_3$ respectiv.

Semnalul astfel obținut este amplificat de etajele $T_1$ și $T_2$. Cu ajutorul bobinelor $L_1$ și $L_2$ se obține corecția caracteristicii de amplitudine la frecvențe înalte, iar cu ajutorul circuitului din catoda tubului $T_1$ se corectează caracteristica de frecvență a comutatorului electronic, care este căzătoare spre frecvențele înalte.

Semnalul de polaritate negativă este axat în grila amplificatorului parafazic $T_3$ și $T_4$ cu ajutorul diodelor $T_5$, $D_7$ și $D_8$. Semnalul video se culege din punctele $Y_1$ și $Y_2$ în antifază și se aplică pe plăcile de deflexie verticală a tubului catodic.

În etajul $T_6$ se formează impulsurile pozitive și negative necesare comenzii schemei de axare în punte.

Banda de frecvență a amplificatorului video și a comutatorului electronic este de 4,5 MHz la nivelul — 3 Db. Sensibilitatea amplificatorului de deviație verticală este de 0,0125 v/mm.

Pentru obținerea semnalelor $V_1$, $V_2$ și $V_3$, în circuitul anodic al repetoarelor catodice din amplificatoarele intermediare, se introduc rezistența $R_1$ și condensatorul $C$ (fig. 5).

Schema din figura 5 are avantajul că nu presupune modificări radicale în aparataj și că amplitudinea semnalului de control este

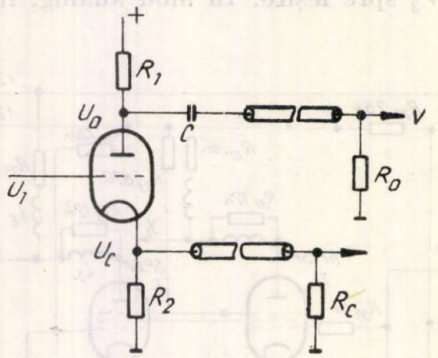



Fig. 5

riguros corespunzătoare amplitudinii semnalului la ieșirea din canal.

Într-adevăr,

$$U_a = \frac{\mu R'_a}{R_i + (1+\mu) R'_c + R'_a}$$

$$U_c = \frac{\mu R'_c}{R_i + (1+\mu) R'_c + R'_a}$$

unde :

$$R'_a = R_1 \parallel R_a \text{ și } R'_c = R_2 \parallel R_c.$$

Prin urmare,

$$U_a = \frac{R'_a}{R'_c} \cdot U_c \simeq 2\, U_c \text{ dacă } R'_a = 2\, R'_c$$

Condensatorul $C$ nu trebuie să aibă o valoare prea mare, deoarece schema de axare comandată restabilește semnalul care se distorsionează prin trecerea sa prin circuitul $CR_a$ (de fapt constanta de timp $\tau = (R_1 + R_a)\, C = 0{,}05$ s, ceea ce este echivalent cu $C_g = 0{,}1\ \mu F$ și $R_g = 500\ k\Omega$). De asemenea, nu se pune problema influenței circuitului anodic introdus asupra impedanței de ieșire a repetorului catodic, deoarece cablul din catod nu este adaptat la ambele capete.

Aparatul permite și vizualizarea semnalului de control la ieșirea amplificatorului de linie, care se aplică la intrarea $L$.

### 2. Divizorul de frecvență și generatorul de impulsuri dreptunghiulare

Divizarea de frecvență în raportul 1:3 se face cu ajutorul generatorului de blocare $T_1$ (fig. 6).

Impulsurile de stingere pe linii se aplică pe grila triodei $T_1$ și se diferențiază. Impulsurile negative, corespunzătoare frontului anterior al impulsurilor de stingere, comandă generatorul de blocare. Cu ajutorul potențiometrului $R_6$ se reglează coeficientul de divizare 1:3.

Impulsurile dreptunghiulare $K_1$, $K_2$ și $K_3$ se elaborează, corespunzător, de către etajele $T_2$, $T_3$ și $T_4$, montate după schema unui multivibrator monostabil cu cuplaj catodic și cu grila pozitivă. Frontul anterior al impulsului $K_1$ este comandat de impulsurile culese de pe rezistența $R_3$, care se aplică tubului $T_2$ prin dioda $D_2$. Frontul anterior al impulsului $K_2$ este comandat de impulsuri negative care se obțin prin diferențierea impulsurilor $K_1$, care

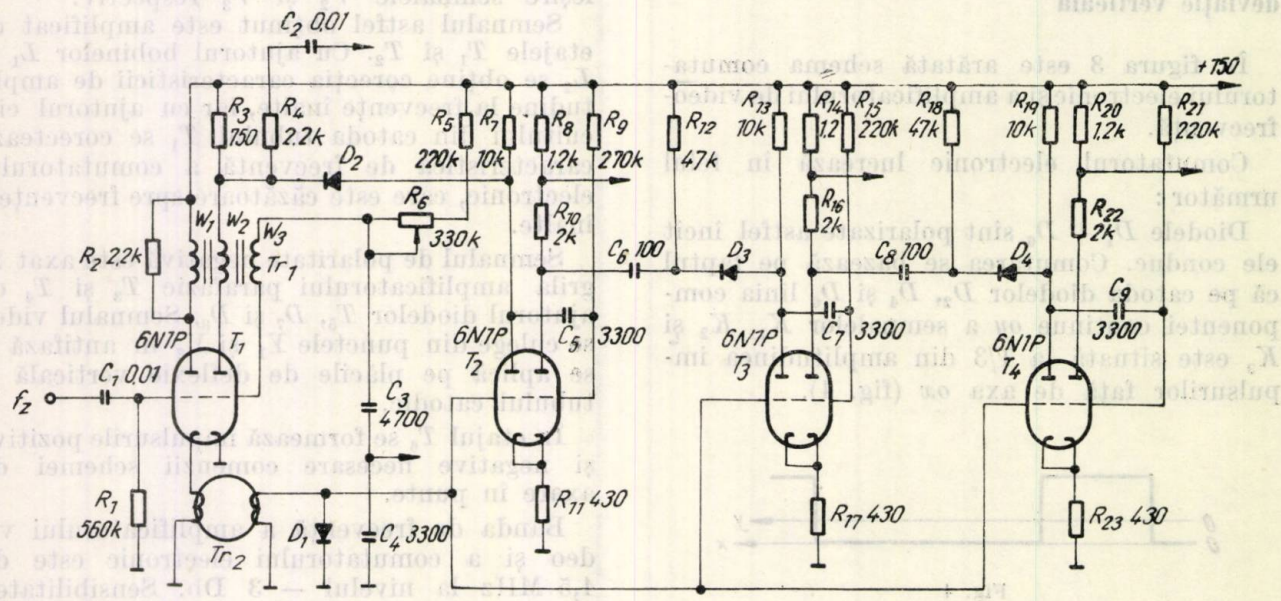



Fig. 6

se aplică etajului $T_3$ prin dioda $D_3$. Etajul $T_4$ este identic etajului $T_3$.

Frontul posterior al impulsurilor $K_1$, $K_2$ și $K_3$ este comandat de impulsuri negative, care

se obțin cu ajutorul transformatorului $Tr_2$, conectat în catoda triodei $T_1$. În acest fel se asigură o durată exactă și stabilă de 64 μs a impulsurilor $K_1 \ldots K_3$.

În principiu, controlul simultan al semnalului video se poate face și pe durata cadrelor, însă în acest caz apare fenomenul neplăcut de pâlpîire a oscilogramei. Controlul semnalului video pe durata unei linii nu prezintă acest inconvenient. Tocmai de aceea s-a ales ultima variantă.

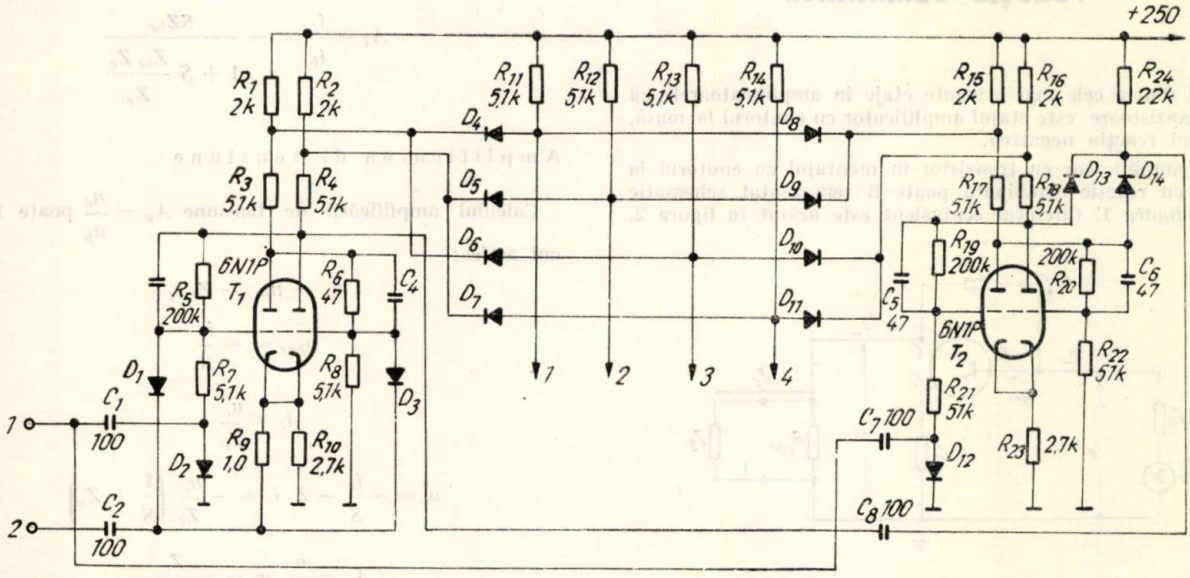



Fig. 7

Tensiunea în dinte de ferăstrău se culege de pe condensatorul $C_4$ și se aplică unui etaj de amplificare echipat cu tubul 6N6P.

Impulsurile negative care se culeg de pe rezistența $R_3$ se aplică prin circuitul de integrare $R_4 C_2$ pe grila tubului catodic, stingînd în acest fel spotul său în timpul cursei inverse.

Aparatul poate fi construit și pentru controlul semnalului video a patru canale, adăugînd o celulă de comutare și un etaj asemănător etajelor $T_3$ sau $T_4$ (fig. 6).

De fapt, pentru controlul semnalelor a patru canale, numărul tuburilor pentru generatorul de impulsuri dreptunghiulare poate fi redus la 2, dacă se folosește schema din figura 7.

La intrarea *1* se aplică impulsuri de frecvența $f_z/4$, iar la intrarea *2*, impulsuri de frecvența $f_z$.

Tensiunea de pe anodele circuitelor bistabile $T_1$ și $T_2$ se aplică unei scheme de coincidență. În punctele *1*, *2*, *3* și *4* se vor obține impulsuri dreptunghiulare de durata unei linii și de frecvența $f_z/4$. Fiecare impuls este întîrziat față de precedentul cu o durată egală timpului de transmitere al unei linii.

Fig. 8

Ing. MIHAI POPESCU

# Amplificator cu un tranzistor cu reacție combinată

Unul dintre cele mai utilizate etaje în amplificatoarele cu tranzistoare este etajul amplificator cu emitorul la masă, folosind reacția negativă.

Un amplificator cu tranzistor în montajul cu emitorul la masă cu reacție combinată poate fi reprezentat schematic ca în figura 1. Circuitul echivalent este arătat în figura 2.

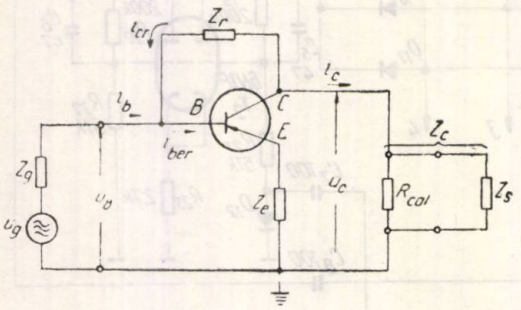



Fig. 1

Admitem $Z_r \gg Z_c$, $i_c \gg i_b$, $u_c \gg u_b$ și $i_c \gg i_{cr}$.

Tranzistorul este caracterizat prin panta $S$ (mA/V) și amplificarea de curent $\beta$.

$Z_{be}$ este impedanța dintre bază și emitor;

$Z_r$ — impedanța de reacție dintre colector și bază;

$Z_e$ — impedanța din circuitul emitorului;

$Z_c$ — impedanța din circuitul colectorului și este impedanța echivalentă în paralel a rezistenței de alimentare $R_{cal}$ și a impedanței de sarcină $Z_s$.

Capacitatea la intrare $C_{be}$ este conținută în impedanța $Z_{be}$.

Reacția internă a tranzistorului este luată în considerație la evaluarea impedanței $Z_r$.

Amplificatorul are o reacție de tensiune datorită prezenței lui $Z_r$ și o reacție de curent datorită impedanței $Z_e$.

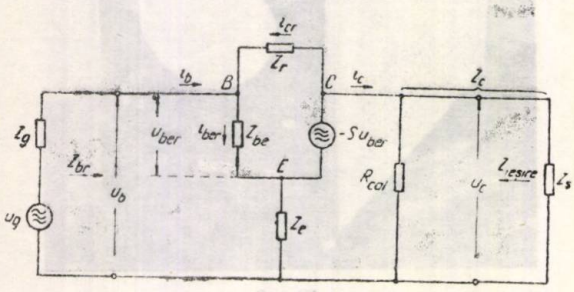



Fig. 2

## Amplificarea de curent

Calculul amplificării de curent $A_i = \dfrac{i_c}{i_b}$ poate fi făcut astfel:

$$i_b = i_{ber} - i_{cr}$$

$$i_c = -Su_{ber} = -Si_{ber}Z_{be}$$

$$i_{ber} = -\frac{i_c}{SZ_{be}}$$

$$i_{cr} = \frac{u_c}{Z_r} = \frac{i_c Z_c}{Z_r}$$

$$i_b = -\frac{i_c}{SZ_{be}} - \frac{i_c Z_c}{Z_r} = -i_c\left(\frac{1}{SZ_{be}} + \frac{Z_c}{Z_r}\right)$$

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = -\frac{SZ_{be}}{1 + S\dfrac{Z_{be}Z_c}{Z_r}} \qquad (1)$$

## Amplificarea de tensiune

Calculul amplificării de tensiune $A_u = \dfrac{u_c}{u_b}$ poate fi făcut astfel:

$$u_b = u_{ber} - Z_e i_c$$

$$u_{ber} = -\frac{i_c}{S}$$

$$i_c = \frac{u_c}{Z_C}$$

$$u_b = -\frac{i_c}{S} - Z_e i_c = -\frac{u_c}{Z_c}\left(\frac{1}{S} + Z_e\right)$$

$$A_u = \frac{u_c}{u_b} = -\frac{Z_c}{\dfrac{1}{S} + Z_e}$$

$$A_u = \frac{u_c}{u_b} = -\frac{SZ_c}{1 + SZ_e} \qquad (2)$$

Este interesant de observat că amplificarea nu depinde decît de una dintre cele două impedanțe de reacție.

## Impedanța la intrare

Impedanța la intrare $Z_{br} = \dfrac{u_b}{i_b}$ poate fi calculată astfel:

$$u_b = -i_c\left(\frac{1}{S} + Z_e\right)$$

$$i_b = -i_c\frac{Z_r + SZ_{be}Z_c}{SZ_{be}Z_r}$$

$$Z_{br} = \frac{\dfrac{1}{S} + Z_e}{\dfrac{Z_r + SZ_{be}Z_c}{SZ_{be}Z_r}} = \frac{(1 + SZ_e)\,Z_{be}\,Z_r}{Z_r + SZ_{be}\,Z_c}$$

$$Z_{br} = \frac{(1 + SZ_e)\,Z_{be}Z_r}{Z_r + SZ_{be}Z_c} \qquad (3)$$

## Impedanța la ieșire

Impedanța la ieșire $Z_{ieșire}$ poate fi calculată astfel (figura 2):

$$Z_{ieșire} = \frac{u_c}{i_{csc}}$$

Observînd că în gol impedanța $Z_c$ devine egală cu rezistența de alimentare a colectorului $R_{cal}$:

$$u_{c\infty} = -u_{b\infty}\frac{S\,R_{cal}}{1 + SZ_e}$$

$$i_{csc} = -i_{bsc}\,SZ_{be}$$

de unde:

$$Z_{ieşire} = \frac{u_{b\infty}}{i_{bsc}} \frac{R_{cal}}{(1 + SZ_e) Z_{be}}$$

Aici însă:

$$u_{b\infty} = \frac{Z_{br\infty}}{Z_g + Z_{br\infty}} u_g$$

iar

$$i_{bsc} = \frac{u_g}{Z_g + Z_{brsc}} \qquad (4)$$

deci:

$$\frac{u_{b\infty}}{i_{bsc}} = \frac{Z_{br\infty} (Z_g + Z_{brsc})}{Z_g + Z_{br\infty}}$$

$$Z_{ieşire} = \frac{Z_{br\infty} (Z_g + Z_{brsc}) R_{cal}}{(Z_g + Z_{br\infty}) (1 + SZ_e) Z_{be}}$$

Impedanţele $Z_{br\infty}$ şi $Z_{brsc}$ pot fi calculate cu ajutorul formulei (3).

Cînd admitem $Z_g \gg Z_{br}$, adică generator de curent constant:

$$Z_{ieşire} \cong Z_{br\infty} \frac{R_{cal}}{(1 + SZ_e) Z_{be}} = \frac{Z_r R_{cal}}{Z_r + SZ_{be} R_{cal}}$$

$$Z_{ieşire} \cong \frac{Z_r R_{cal}}{Z_r + SZ_{be} R_{cal}} \qquad (4')$$

**Aplicarea formulelor**

Cu aproximaţiile făcute, formulele stabilite sînt generale şi permit obţinerea formulelor necesare şi în majoritatea cazurilor particulare.

*Exemplu*:

**Cazul unui amplificator de semnale mici la frecvenţe audio**

a. *Cazul fără reacţie*

$$Z_r = \infty$$

$$Z_e = 0$$

$$Z_{be} = \frac{\beta}{S}$$

$$Z_{br} = Z_{be}$$

$$A_i = -\beta$$

$$A_u = -SZ_e$$

$$Z_{br} = Z_{be} = \frac{\beta}{S}$$

$$Z_{ieşire} = R_{cal}$$

b. *Cazul cu reacţie de tensiune*

$$Z_r = Z_r$$

$$Z_e = 0$$

$$Z_{be} = \frac{\beta}{S}$$

$$A_i = -\frac{\beta}{1 + \beta \frac{Z_e}{Z_r}}$$

$$A_u = -SZ_e$$

$$Z_{br} = \frac{\beta}{S} \frac{Z_r}{Z_r + \beta Z_e}$$

$$Z_{ieşire} = \frac{Z_r R_{cal}}{Z_r + \beta R_{cal}}$$

c. *Cazul cu reacţie de curent*

$$Z_r = \infty$$

$$Z_e = Z_e$$

$$Z_{be} = \frac{\beta}{S}$$

$$A_i = -\beta$$

$$A_u = -\frac{SZ_e}{1 + SZ_e}$$

$$Z_{br} = \frac{\beta}{S} (1 + SZ_e)$$

$$Z_{ieşire} = R_{cal}.$$

BIBLIOGRAFIE


[1] SHEA, R. F. *Transistor Circuit Engineering*. New York, 1958.
[2] CARTIANU, GH. *Bazele radiotehnicii*, vol. II, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1962.
[3] * * * *Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii*, Bucureşti, Editura tehnică, 1963

Ing. DAN OPRICĂ

# Z-metru cu citire directă pentru microunde *)

Aparatul de măsură pentru microunde, descris mai jos, funcționează în gama de 3 cm (banda X) și este capabil să indice osciloscopic, direct pe diagrama circulară a liniilor, punctul figurativ al impedanței de intrare a unui dispozitiv de microunde. Măsurarea se bazează pe legătura dintre impedanța de sarcină a unei linii și coeficientul de reflexie pe linie.

De asemenea, aparatul este adaptat și pentru măsurarea coeficientului de transmisiune complex al unui cuadripol, prezentarea făcîndu-se în sistemul de coordonate polare.

Z-metrul conține :

— o sursă de microunde de putere stabilizată și cu posibilitatea de acord pe o frecvență sau de explorare a unui spectru ;

— un undametru pentru microunde ;

— un traseu de ghiduri de unde la care se conectează impedanța sau cuadripolul de încercat ;

— un sistem indicator cu tub catodic pe care se face prezentarea.

Citirea se face pe o diagramă transparentă, montată în fața ecranului tubului catodic (se mai poate folosi un sistem de înregistrare corespunzător).

### SCHEMA DE ELEMENTE ȘI PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

Notăm coeficientul de reflexie complex al sarcinii prin :

$$\rho = \frac{E_r}{E_d} = |\rho| e^{j\theta} = |\rho| (\cos\theta + j \sin\theta) \qquad (1)$$

unde :

$E_d$ este cîmpul electric corespunzător undei directe ;

$E_r$ — cîmpul electric corespunzător undei reflectate.

Legătura dintre impedanța necunoscută și coeficientul de reflexie, care stă la baza principiului de funcționare a aparatului, este dată de relația :

$$z = \frac{1+\rho}{1-\rho} \qquad (2)$$

$z$ fiind impedanța necunoscută raportată la impedanța de undă a ghidului pentru modul fundamental $H_{10}$.

Aparatul funcționează în banda 8—12 GHz (3,75—2,5 cm), toate dispozitivele de frecvență foarte înaltă fiind proiectate să lucreze în această bandă.

*) Acest articol prezintă un extras din lucrarea de diplomă a autorului susținută la Institutul politehnic București.

Funcționarea aparatului este următoarea ;

Generatorul de microunde (clistronul reflex $CR$) aplică, prin intermediul atenuatorului comandat $AC$, circuitului de ghiduri o oscilație de frecvență foarte înaltă cu putere constantă.

După atenuatorul comandat se introduce un undametru pentru măsurarea lungimii de undă ($U$).

Cuplajele direcționale de 3 dB $CD_1$ și $CD_2$ și ghidurile conexe constituie un reflectometru.

Cuplajul direcțional $CD_1$ măsoară unda directă $E_d$ aplicată impedanței necunoscute, iar cuplajul direcțional $CD_2$, unda reflectată de impedanța necunoscută $E_r$.

În continuare, unda directă parcurge ghidul telescopic $GT$ și izolatorul cu ferită $I$, ajungînd la ramificația $C_3$ ; unda reflectată parcurge ghidul de prelungire $GP$ și modulatorul cu ferite M, ajungînd la ramificația $C_4$.

Ghidul de prelungire $GP$ face posibilă atît măsurarea impedanței de intrare a unui dispozitiv dipol, cît și măsurarea coeficientului de transmisiune al unui cuadripol.

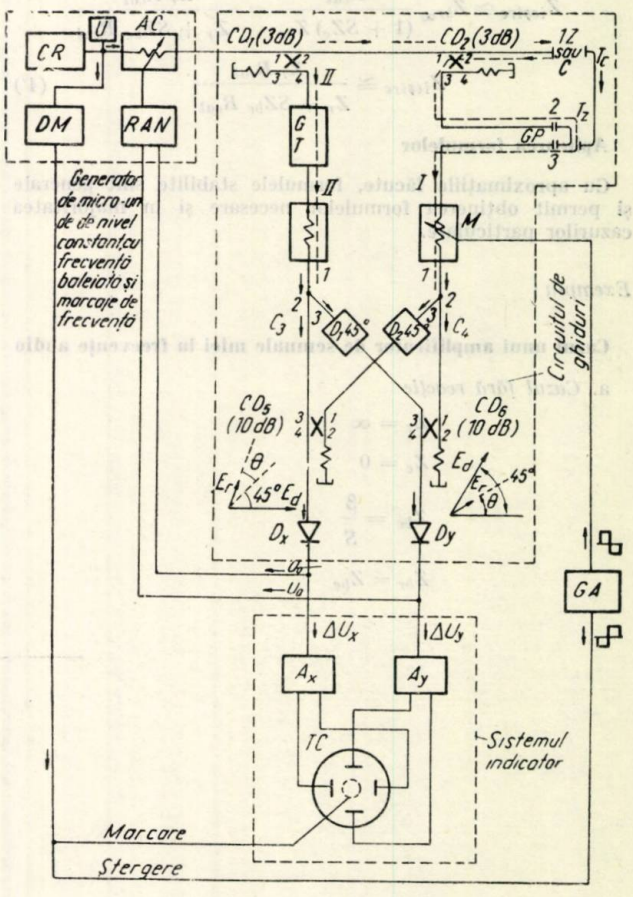



Fig. 1. *Schema de elemente a Z — metrului*

Impedanța necunoscută $Z$ se conectează la terminalul de măsură *1*, iar între terminalele *2* și *3* ale ghidului de prelungire se conectează tronsonul de ghid $T_z$.

Cuadripolul de măsurat $C$, se conectează cu intrarea la terminalul *1*, și cu ieșirea prin intermediul tronsonului $T_c$ la terminalul *3*, — iar la terminalul *2* se conectează o sarcină adaptată.

Prin reglarea ghidului telescopic $GT$ se egalează lungimile electrice ale traseelor

$$CD_1 - CD_2 - Z - CD_2 - GP - M - C_4 \quad \text{(I)}$$

$$CD_1 - GT - I - C_3 \quad \text{(II)}$$

independent de frecvență, stabilind astfel planul de măsurare a impedanței la terminalul *1*. Dacă se modifică lungimea ghidului telescopic, planul de referință poate fi stabilit în exteriorul sau în interiorul impedanței de măsurat.

Modulatorul $M$ este acționat de generatorul auxiliar $GA$ cu un curent dreptunghiular, unda reflectată primind, idealizat, o modulație în amplitudine după legea :

$$f(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } o < t < \dfrac{T}{2} \\ o \text{ pentru } \dfrac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (3)$$

unde $\frac{1}{T} = 10$ kHz este frecvența de repetiție a curentului modulator.

Izolatorul $I$ este introdus, pe de o parte, pentru a realiza o izolare între $CD_1$ și dispozitivele următoare, iar pe de altă parte, pentru a realiza o aceeași lungime electrică a traseelor I și II, independent de frecvență, deoarece în traseul I se află modulatorul $M$. Aceste elemente au construcție identică, modulatorul $M$ realizînd și el o izolare în intervalele de transmitere a energiei, adică pentru $f(t) = 1$.

Undele ajunse la ramificațiile $C_3$ și $C_4$ servesc pentru calculul coeficientului de reflexie : determinarea componentelor $|\rho| \cos\theta$ și $|\rho| \sin\theta$.

Defazoarele de 45° ($D_1$ 45° și $D_2$ 45°) dau undelor de la ieșirile *3* ale ramificațiilor $C_3$ și $C_4$ un avans de fază de 45° față de undele de la ieșirile *2*.

Cuplajele direcționale de 10 dB $CD_5$ și $CD_6$ combină două cîte două aceste unde și le aplică detectoarelor $D_x$ și $D_y$. Combinarea se face de așa natură, încît semnalele provenite din unda reflectată la cele două detectoare să fie mult mai mici în amplitudine decît cele provenite din unda directă, chiar pentru $|\rho| = 1$.

Luînd ca origină de fază semnalul ajuns la $D_x$ și provenit din unda directă, s-a reprezentat în diagramele de fazori situația relativă a semnalelor.

Presupunînd caracteristica detectoarelor pătratică, tensiunile după detecție (abstracție făcînd de anumite constante de proporționalitate în care se cuprind și unități de măsură date de coeficienții de cuplaj ai cuplajelor și de sensibilitatea detectoarelor) vor fi :

$$u_x = [|E_d| + |E_r| \cdot f(t) \cos(45° + \theta)]^2 + [|(E_r| \cdot f(t) \sin(45° + \theta)]^2 = |E_d|^2 + 2|E_d| \cdot |E_r| \cdot f(t) \cos(45° + \theta) + [|E_r| \cdot f(t)]^2 \quad (4)$$

Ținînd seamă că $|E_r| \ll |E_d|$, se poate scrie :

$$u_x \simeq |E_d|^2 + 2|E_d| \cdot |E_r| f(t) \cos(45° + \theta) = |E_d|^2 \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{|E_r|}{|E_d|} \cdot \cos(45° + \theta)\right] = U_0 + \Delta u_x ; \quad (5)$$

Similar :

$$u_y \simeq |E_d|^2 + 2|E_d| \cdot |E_r| \cdot f(t) \sin(45° + \theta) = |E_d|^2 \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{|E_r|}{|E_d|} \sin(45° + \theta)\right] = U_0 + \Delta u_y . \quad (6)$$

Componentele de curent continuu $U_0 = |E_d|^2$ (7) sînt identice și constante, puterea furnizată de sursa de microunde fiind constantă.

Componentele variabile

$$\Delta u_x = 2|E_d|^2 \cdot \frac{|E_r|}{|E_d|} f(t) \cdot \cos(45° + \theta) = K|\rho| \cos(45° + \theta) \quad (8)$$

$$\Delta u_y = 2|E_d|^2 \cdot \frac{|E_r|}{|E_d|} f(t) \cdot \sin(45° + \theta) = K|\rho| \sin(45° + \theta) \quad (9)$$

sînt proporționale cu părțile reală și imaginară ale coeficientului de reflexie complex, în ipoteza de mai sus.

Așadar, pentru funcționarea corectă a aparatului, o condiție absolut necesară este menținerea constantă a puterii aplicate sistemului de ghiduri. Aceasta se realizează printr-un sistem (cu reacție) de reglare automată a nivelului (RAN) care acționează atenuatorul cu ferită comandat $AC$. Dacă puterea are tendința să varieze de la valoarea nominală, atenuatorul își va modifica atenuarea în așa fel, încît să compenseze această variație.

Unghiul de 45°, ca și unghiul format prin parcurgerea de două ori a cuplajului $CD_2$ (care nu a mai fost introdus pentru simplitatea expunerii), adunate la unghiul $\theta$ în traseul de ghiduri și independente de frecvență se pot compensa simplu, rotind în sens invers diagrama de citire față de sistemul de deflexie al tubului catodic.

Componentele $\Delta u_x$ și $\Delta u_y$ variază în timp la fel ca și $f(t)$. Aceste componente, amplificate în amplificatoarele $A_x$ și $A_y$, sînt aplicate sistemului de deflexie al tubului catodic $TC$.

Pentru $o < t < \frac{T}{2}$, spotul este deflectat într-un punct ce reprezintă coeficientul de reflexie. Pentru $\frac{T}{2} < t < T$, spotul este deflectat într-un punct simetric cu cel de mai sus. Pentru ca acest punct simetric să nu apară pe ecran, tubul catodic este închis pe perioada $\frac{T}{2} < t < T$ cu ajutorul unei tensiuni obținute tot de la generatorul $GA$ și aplicată pe grila tubului catodic.

Dacă impedanța variază sau se explorează un spectru de frecvențe, variația coeficientului

de reflexie va apare ca o curbă continuă pe ecranul tubului catodic, afară de cazul în care impedanța are o variație apreciabilă în decursul unei perioade $T$ a funcției $f(t)$. Frecvența de modulație a fost aleasă 10 kHz, pentru asigurarea unui număr suficient de puncte pe secundă la o explorare cu o frecvență de 20—50 Hz (suficientă pentru asigurarea continuității traiectoriei pe ecranul unui tub catodic cu persistență medie). Cu o frecvență de explorare mai joasă, se poate face și o înregistrare cu dispozitive capabile de a urmări.

Totuși, fotografierea traiectoriei pe ecran fiind mult mai precisă, se preferă în locul înregistrării.

În scopul ușurării interpretării curbelor obținute prin variația frecvenței, aparatul a fost prevăzut cu un dispozitiv de marcare $DM$. Acesta este un sistem rezonant (o cavitate acordabilă sau o cavitate de transmisiune multirezonantă) și un detector care dă un impuls ce întrerupe traiectoria spotului la anumite frecvențe standard.

## ELEMENTE CONSTITUTIVE

Generatorul sursei de microunde este clistronul reflex 21SR-53, cu rezonator exterior acordabil în bandă largă.

La baleiere, pistonul de acord este acționat de un motor printr-un sistem de cuplare mecanică. Acordul manual se poate realiza cu un dispozitiv cu vernier.

Lungimea de undă de lucru se poate măsura chiar la dispozitivul de marcare sau dacă nu, cu un undametru auxiliar conectat la traseul de ghiduri înaintea atenuatorului comandat $AC$.

Elementele cu ferite $AC$, $I$ și $M$ au o construcție identică, toate fiind rotitoare direcționale de fază, cu efect Faraday [3]. Ele sînt constituite dintr-un tronson de ghid circular, în care se află două bastoane de ferită și două treceri la ghid dreptunghiular. Pe ghidul circular se află bobinele de premagnetizare.

Cuplajele direcționale $CD_1$, $CD_2$, $CD_5$ și $CD_6$ sînt realizate cu mai multe elemente de cuplaj „fante de tip T" pe latura mare a ghidurilor [4].

Ghidul telescopic $GT$ este constituit din două tronsoane de ghid paralele, în care culisează tronsonul de ghid îndoit, mobil. Deplasarea se execută cu un sistem mecanic prevăzut cu vernier.

Ghidul de prelungire este constituit și el tot din două tronsoane de ghid paralele.

Cuplajele $C_3$ și $C_4$ sînt simple ramificații T în plan E.

Defazoarele de 45° ($D_1$ 45° și $D_2$ 45°) sînt constituite din porțiuni de ghiduri dreptunghiulare, de secțiuni și lungimi diferite, care constituie chiar laturile ramificațiilor $C_3$ și $C_4$. Metoda de proiectare este dată în [2]. Două din ghiduri sînt curbate la 90° pentru a permite asamblarea cu cuplajele $CD_5$ și $CD_6$.

Tubul catodic este de tip B13S4. Generatorul $GA$ furnizează tensiuni dreptunghiulare de 10 kHz, avînd două ieșiri cu polarități opuse.

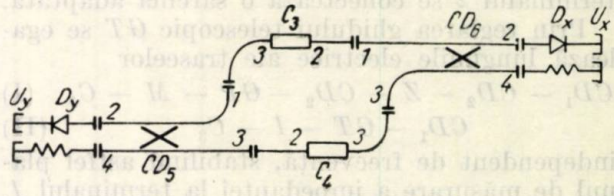



Fig. 2. *Asamblarea circuitului de calcul al componentelor* $|\rho| \cos\theta$ *și* $|\rho| \sin\theta$

## ERORILE APARATULUI ȘI POSIBILITĂȚILE DE MĂSURĂ

În [5] este făcută o analiză a erorilor introduse de diferitele elemente. Proiectarea a fost executată astfel, încît erorile rezultate pentru aparat, în ansamblu, să rămînă acceptabile. Ele nu depășesc 15% din modulul lui $\rho$ și 4° asupra argumentului lui $\rho$, erorile maxime apărînd la capetele benzii. Aceste erori sînt acceptabile, avînd în vedere banda de lucru foarte largă a aparatului, comparativ cu alte aparate similare.

Pentru o precizie mai mare, se pot executa măsurători punctuale, efectuîndu-se în prealabil o calibrare la frecvența de lucru.

Referitor la posibilitățile de măsură:

— aparatul poate măsura impedanța de intrare a dipolilor de microunde și coeficientul de transmisie al cuadripolilor;

— ca măsuri speciale, se pot măsura atît frecvența de rezonanță cît și factorul de calitate al unei cavități rezonante, printr-o astfel de măsurătoare putîndu-se determina permitivitatea dielectrică sau permitivitatea magnetică ale unui material izolant, la frecvențe foarte înalte.

Aparatul poate să fie ușor adaptat pentru studiul reflexiilor (sau transmisiilor) mici.

Z-metrul cu citire directă este un aparat de test universal care rezolvă foarte multe probleme de măsură ce intervin într-un laborator de microunde, într-un timp mult mai scurt în comparație cu măsurările convenționale.

Utilitatea sa apare în mod deosebit la reglarea anumitor dispozitive de microunde, deoarece oferă posibilitatea observării influenței elementului reglat.

## BIBLIOGRAFIE


[1] VINDING, J. P. *The Z-scope, an Automatic Impedance Plotter*, IRE Conv. Rec., Part. 5, 1956, pag. 178—183.

[2] BACKMAN, H. L. *A Waveguide Impedance Meter for the Automatic Display of Complex Reflection Coefficient*, Trans. IRE, vol. MTT—3, ian. 1955, pag. 22—30.

[3] TELLEGEN, B. Philips Res. Rep. 3, 1948, pag. 181; 3, 1948, pag. 321—322; 4, 1949, pag. 31—37.

[4] MAȘKOVȚEV, B. ș.a. *Sirokopoliusnîi napravlionnîi otvetvitel*, Radiotehnika, nr. 4, 1960.

[5] OPRICĂ, D. *Z-metru pentru microunde*. Lucrare de diplomă la I.P.B., 1963.

Ing. FREDERIC OCTAVIAN MANGIUREA

# Siguranța în exploatare a aparatajului telecomunicațiilor

Dezvoltarea tuturor ramurilor industriale din țara noastră, începînd de la uzinele constructoare de mașini, uzinele chimice și industria extractivă, pînă la multitudinea de întreprinderi din industria ușoară și dezvoltarea edificiilor culturale, au mărit considerabil necesitatea unor comunicații rapide, determinînd crearea unei aparaturi de telecomunicații complexe, care să asigure totodată o bună siguranță în exploatare.

Astăzi, în țara noastră se produce o gamă variată de produse telefonice, începînd de la aparate BL, BC, aparate telefonice automate, antigrizutoase și altele, pînă la centrale telefonice automate de instituție, de bloc, urbane tip 7 D sau sisteme tranzistorizate de curenți purtători, ST 3 și ST 24, realizate la un înalt nivel tehnic.

Faptul că, aproape în totalitatea lor, piesele și subansamblurile componente ale aparaturii de telecomunicații sînt realizate în țară ridică probleme de înaltă tehnicitate, printre care și folosirea unor materiale cu caracteristici tehnice speciale, care — în condițiile unui trafic intens, — să reziste la milioane de solicitări.

Condițiile reale de funcționare ale diferitelor aparate de telecomunicații determină atît modul lor de proiectare, cît și stabilirea încercărilor la uzură, ce se efectuează asupra unor probe luate periodic din fabricație.

Analiza rezultatelor obținute în urma încercărilor de laborator, precum și a celor obținute din exploatare, permit îmbunătățirea continuă a produselor din punct de vedere constructiv și tehnologic, precum și stabilirea metodelor celor mai indicate de reglaj și control.

## 1. CALCULUL SIGURANȚEI ÎN FUNCȚIONARE A PRODUSELOR INDUSTRIALE FOLOSIND LEGEA EXPONENȚIALĂ A CĂDERII

Siguranța în funcționare a produselor este un indicator de bază al calității produselor, care trebuie urmărit în mod științific de la punerea în funcțiune a produsului pînă la sfîrșitul vieții lui.

Prin siguranța în funcționare se înțelege capacitatea produselor de a îndeplini funcțiunile pentru care au fost concepute, în conformitate cu cerințele impuse de stasurile sau normele tehnice, în condiții de exploatare date și într-o perioadă de timp determinată.

Noțiunea de siguranță este legată deci de trei elemente esențiale:

— capacitatea produsului de a îndeplini funcțiunile pentru care a fost conceput;

— utilizarea produsului în condiții de exploatare date;

— perioada de timp determinată pentru funcționare fără cădere.

Prin cădere *) se înțelege acea defecțiune a produsului care are drept urmare împiedicarea îndeplinirii funcțiilor de bază ale acestuia. În această accepțiune a noțiunii, nu orice defecțiune reprezintă o cădere (defectarea unui selector dintr-o centrală automată nu prezintă o cădere a centralei, deoarece ea își poate continua toate funcțiunile de bază prin intermediul celorlalte selectoare montate în paralel).

Un indicator important al siguranței în funcționare este frecvența căderilor, care se definește ca raportul dintre numărul total al căderilor în timpul unei încercări și timpul folosit pentru încercare.

$$r = \frac{n}{T} \tag{1.1}$$

*) Termenul de „cădere" este cel mai frecvent utilizat în literatura de specialitate. În unele lucrări s-a împrumutat termenul de „refuz" care nu este justificat de sensul pe care îl are acest cuvînt în limba română deoarece căderea se produce independent de voința produsului respectiv, nefiind vorba de un refuz al produsului de a funcționa.

în care:

$r$ este frecvența căderilor (căderi/oră, căderi/100 ore, căderi/1 000 ore);

$T$ — timpul total de funcționare (ore);

$n$ — numărul de căderi produse în timpul $T$.

Considerînd că sînt cercetate un număr de $n_1$ produse simultan, iar în timpul încercării se defectează $n$ produse, rezultă că la sfîrșitul perioadei vor fi în funcțiune:

$$n_1 - n = n_2 \text{ produse.} \tag{1.2}$$

Numărul mediu al orelor de funcționare pentru toate produsele încercate va fi:

$$T = \frac{n_1 + n_2}{2}\, t \tag{1.3}$$

în care $t$ este intervalul de timp de încercare pentru toate produsele.

Notînd $\frac{n_1 + n_2}{2} = S$

rezultă:

$$r = \frac{n}{St} \tag{1.4}$$

Curba tipică a frecvenței căderilor este reprezentată în figura 1. Curba conține trei părți distincte:

1) perioada inițială sau de reglaj, în care frecvența defectelor este foarte mare;

2) perioada de funcționare normală sau perioada de bază, cu o frecvență medie scăzută și stabilă;

3) perioada de uzură și îmbătrînire, caracterizată prin creșterea căderilor.

În perioada de bază frecvența căderilor fiind redusă, se poate presupune că numărul de căderi urmează legea lui Poisson (legea evenimentelor rare).

Din relația (1.1) rezultă că numărul mediu de căderi este

$$n = r \cdot T$$

Probabilitatea ca în timpul $T$ să apară $x$ căderi este (conform legii lui Poisson):

$$P_x = \frac{a^x}{x!}\, e^n \tag{1.5}$$

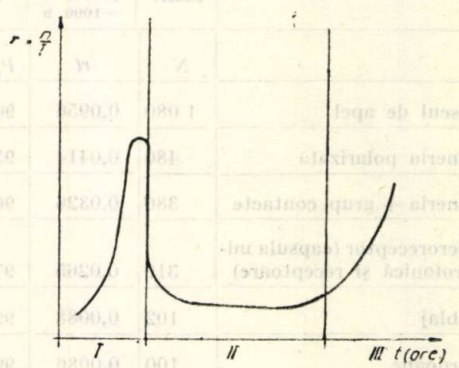



Fig. 1. *Curba frecvenței căderilor*

În cazul cînd $x = 0$, rezultă probabilitatea $P_0$ ca în timpul de încercare $T$ să nu apară nici o cădere (probabilitatea funcționării fără căderi):

$$P_0 = e^{-n}$$

sau

$$P_0 = e^{-rT} \tag{1.6}$$

Măsurarea valorică a siguranței se face prin stabilirea probabilității de funcționare a produselor. Pentru diferite perioade de funcționare (în cazul variației lui $T$) probabilitatea funcționării fără căderi este dată de curba din figura 2.

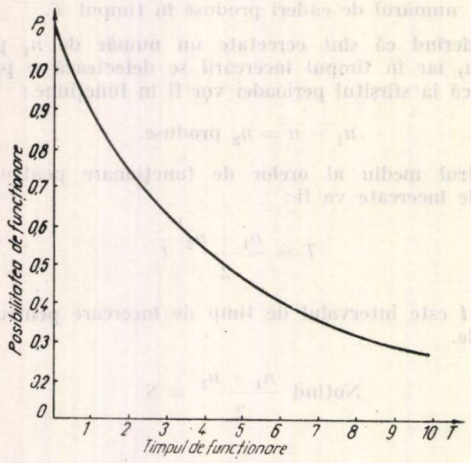



Fig. 2. *Curba posibilităților de funcționare fără căderi*

## 2. SIGURANȚA ÎN EXPLOATARE A TELEFOANELOR AUTOMATE

Telefoanele automate sînt compuse din o serie de subansambluri care prezintă o siguranță diferită în exploatare. Discul de apel, soneria polarizată, ansamblul furcă-grup de contacte, microreceptorul, cablajul și cordoanele reprezintă elemente componente, care prin defectarea lor conduc la neîndeplinirea funcțiunilor de bază ale întregului produs, deci la căderea produsului.

Atunci cînd funcționarea unui produs depinde de funcționarea fiecăruia din elementele sale, se spune că elementele sînt legate în serie. Dacă $P_{01}$, $P_{02}$, $P_{03}$, $P_{0n}$, sînt siguranțele în funcționare ale fiecărui element, siguranța în funcționare a produsului va fi:

$$P_0 = P_{01} \times P_{02} \times P_{03} \ldots\ldots \times P_{0n} \qquad (2.1)$$

Frecvența medie a căderilor a fost calculată cu formula:

$$r = \frac{n}{N_T + \frac{(N_r - n)}{2}} \qquad (2.2)$$

în care:

$N_T$ este numărul total considerat de telefoane în exploatare (11 830);
$n$ — numărul total al căderilor, chiar dacă ele au fost rezolvate la abonat printr-un simplu reglaj;
$r$ — frecvența căderilor.

Siguranța în funcționare a întregului ansamblu, calculată cu ajutorul formulei (2.1), este:

$$P_0 = 90{,}9 \times 95{,}7 \times 96{,}7 \times 97{,}6 \times 99{,}3 \times 99{,}2 = 79{,}5\,\%.$$

Discul de apel este subansamblul care influențează în măsura cea mai mare siguranța în funcționare $P_{01} = 90{,}9\,\%$, deoarece el este compus din elemente de mecanică fină în mișcare, deci supuse într-un grad mai mare posibilităților de dereglare și uzură. Soneria polarizată, compusă dintr-o bobină și o armătură mobilă, prezintă, de asemenea, posibilități de dereglare a pieselor în mișcare. Capsulele microfonice și receptoare sînt compuse din elemente sensibile care trebuie să mențină în timp o serie de condiții mecanice și electroacustice.

În partea a 2-a a tabelei 1 sînt specificate căderile ce nu au putut fi eliminate la abonat, aparatele trebuind a fi reparate în atelier. Se observă o scădere a căderilor de lungă durată tocmai la discurile de apel, soneriile polarizate și grupurile de contacte care au putut fi remediate mai frecvent, prin reglaj mecanic.

În tabela 2 este reprezentat numărul total de căderi și siguranța în funcționare pentru 121 700 de telefoane de tip vechi, care au funcționat la abonați în cursul anului 1963.

Comparînd rezultatele obținute cu cele din tabela 1, se observă o siguranță mai scăzută la toate elementele, ceea ce a condus și la o siguranță totală mai redusă ($P_0 = 66{,}03\,\%$ la tipul vechi, față de $P_0 = 79{,}5\,\%$).

Studiul siguranței în funcționare a telefoanelor automate necesită urmărirea comportării lor în exploatare pe o perioadă de timp mai îndelungată.

*Tabela 1*

| Nr. crt. | Subansamblul defect | nr. total de căderi | căderi medii pentru $T = ct = 1000$ h | siguranța în exploatare | nr. crt. | Subansamblul defect | nr. căderi în atelier | căderi medii pentru $T = ct = 1\,000$ h | siguranța în exploatare |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $N$ | $rt$ | $P_0 = e^{-rT}\,\%$ | | | $N$ | $rnt$ | $P_{0n} = e^{-rnT}\,\%$ |
| 1 | Discul de apel | 1 080 | 0,0956 | 90,9 ($P_{01}$) | 1 | Discul de apel | 92 | 0,0078 | 99,2 ($P_{01}$) |
| 2 | Soneria polarizată | 480 | 0,0414 | 95,7 ($P_{02}$) | 2 | Soneria polarizată | 52 | 0,0044 | 99,6 ($P_{02}$) |
| 3 | Soneria + grup contacte | 380 | 0,0326 | 96,7 ($P_{03}$) | 3 | Soneria + grup contacte | 64 | 0,0055 | 99,5 ($P_{03}$) |
| 4 | Microreceptor (capsula microfonică și receptoare) | 310 | 0,0265 | 97,6 ($P_{04}$) | 4 | Microreceptor (capsula microfonică și receptoare) | 98 | 0,0084 | 99,1 ($P_{04}$) |
| 5 | Cablaj | 102 | 0,0088 | 99,3 ($P_{05}$) | 5 | Cablaj | 81 | 0,0070 | 99,3 ($P_{05}$) |
| 6 | Cordoane | 100 | 0,0086 | 99,2 ($P_{06}$) | 6 | Cordoane | 64 | 0,0055 | 99,5 ($P_{05}$) |
| | Total | 2 452 | 0,231 | 79,5 | | Total | 451 | 0,0386 | 96 ($P_0$) |

În tabela 1 este reprezentată situația căderilor apărute în exploatare în cursul unui an asupra unui număr de 11 830 telefoane automate, ce constituie un nou tip constructiv al uzinei Electromagnetica. De asemenea, în această tabelă este redată siguranța în funcționare a telefoanelor, considerîndu-se că timpul mediu de funcționare efectivă a fost de aproximativ 1 000 de ore (majoritatea telefoanelor au fost instalate la instituții publice).

În tabela 3 sînt reprezentate rezultatele urmăririi în exploatare a 1 000 de telefoane automate, pe o perioadă de 10 ani.

Calculînd siguranța în funcționare în mod separat, pentru fiecare an de exploatare, se constată că în primul an — datorită perioadei de reglaj — ea este mai scăzută (79,7 %), ca apoi să se mențină în jur de 90 % pînă la al optulea an de exploatare, cînd din nou, datorită uzurii, siguranța să

*Tabela 2*

| nr. crt. | Subansamblul defect | nr. total de căderi | căderi medii pentru $T = 1\,000$ h | siguranța în exploatare |
|---|---|---|---|---|
| | | $N$ | $rT$ | $P_0 = e^{-rT}\%$ |
| 1 | Discul de apel | 12 889 | 0,1115 | 89,6 |
| 2 | Soneria polarizată | 6 699 | 0,0566 | 94,7 |
| 3 | Soneria + grup contacte | 7 216 | 0,0611 | 93,9 |
| 4 | Microreceptor (capsula microfonică și receptoare) | 4 656 | 0,0390 | 96,00 |
| 5 | Cablaj | 2 120 | 0,0175 | 98,3 |
| 6 | Cordoane | 8 273 | 0,0703 | 93,1 |
| | Total | 41 853 | 0,4153 | 66,03 |

*Tabela 3*

| Perioada de funcționare | suma perioadelor | numărul de căderi în fiecare perioadă | căderile medii la 1 000 h | siguranța în funcționare pe perioade | numărul de căderi cumulat | căderi medii cumulate pentru $n \times 1\,000$ h | siguranța în funcționare cumulată | curba ideală pentru siguranța în funcționare | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ani | ani | $N$ | $rT$ | $P_0 = e^{-rT}\%$ | $\Sigma N$ | $\Sigma rT$ | $P_0 = e^{-(r_1T + r_2T \ldots rT)}\%$ | $\Sigma rT$ | $P_0 = e^{-rT}\%$ |
| 1 | 1 | 205 | 0,228 | 79,7 | 205 | 0,228 | 79,7 | 0,228 | 79,7 |
| 1 | 2 | 104 | 0,109 | 89,5 | 309 | 0,354 | 70,1 | 0,918 | 39,9 |
| 1 | 3 | 85 | 0,088 | 91,6 | 394 | 0,490 | 61,2 | 1,608 | 20 |
| 1 | 4 | 86 | 0,088 | 91,6 | 480 | 0,631 | 53,1 | 2,298 | 10,1 |
| 1 | 5 | 79 | 0,082 | 92,1 | 559 | 0,776 | 46 | 2,988 | 5,1 |
| 1 | 6 | 84 | 0,087 | 91,7 | 643 | 0,948 | 38,7 | 3,670 | 2,55 |
| 1 | 7 | 126 | 0,134 | 87,4 | 769 | 1,250 | 28,65 | 4,360 | 1,25 |
| 1 | 8 | 230 | 0,298 | 74,2 | 999 | 1,99 | 13,63 | 5,050 | 0,65 |
| 1 | 9 | 325 | 0,389 | 67,8 | 1 324 | 5,75 | 0,3 | 5,75 | 0,3 |
| 1 | 10 | 430 | 0,547 | 57,9 | 1 754 | — | — | — | — |

scadă destul de pronunțat. Rezultatele sînt reprezentate în curba din figura 3.

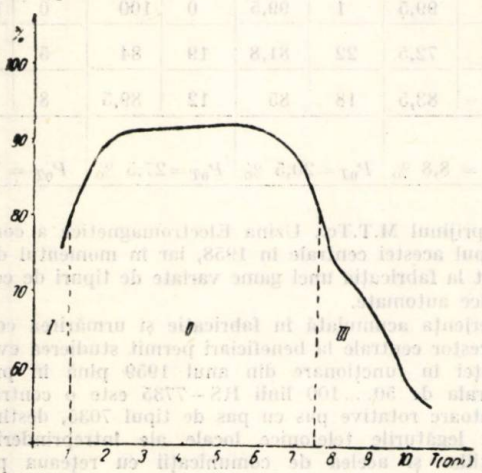



Fig. 3. *Siguranța în funcționare a telefoanelor automate pentru diferite perioade de funcționare:*
*I* – Perioada de rodaj; *II* – Perioada de funcționare normală; *III* – Perioada de uzură

Siguranța în funcționare cumulată:

$P_0 = e - (r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + r_5 + r_6)\ T$ este reprezentată în curba din figura 4. Pe aceeași curbă este reprezentată și siguranța în funcționare teoretică pentru rația

$$R = \frac{r_n\,T - r_1\,T}{n} \text{ respectiv } \frac{r_8\,T - r_1\,T}{8} = \frac{5{,}75 - 0{,}228}{8} = 0{,}69 \tag{2.3}$$

Calculul termenilor $rT$ reprezentați în tabela 3 pentru curba ideală a siguranței se face cu ajutorul formulei:

$$r_n\,T = n\,R + r_0\,T \tag{2.4}$$

Prin analiza rezultatelor obținute în exploatare, rezultă că defecțiunile cele mai frecvente se constată la discul de apel al telefoanelor automate.

Condițiile de robustețe din norma internă a discului telefonului automat prevăd, ca încercare de tip, supunerea discurilor în laborator la un număr de 1 000 000 acționări cu cifra „0", urmînd ca după fiecare 250 000 de acționări să se efectueze ungerea și reglajul lor.

Considerînd că la un telefon automat care lucrează într-o instituție se efectuează în medie aproximativ 40 de convorbiri și că cifra medie este 5 (reprezentînd jumătate din

rotația completă a unui disc), rezultă numărul de ani de funcționare, echivalenți cu proba de mai sus:

$$N = \frac{n_D}{\frac{1}{2} n_c \times 360 \times Z_c} \qquad (2.5)$$

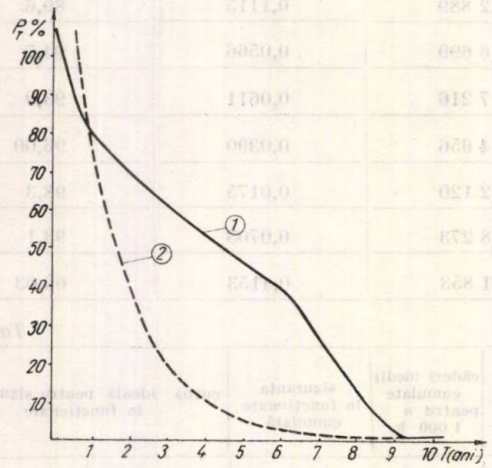



Fig. 4. *Siguranța în funcționare cumulată*:

– Siguranța în funcționare cumulată $P_T = e^{-(r_1 T + r_2 T + \ldots + r_n T)}$ pentru 1 000 telefoane automate urmărite timp de 10 ani în exploatare;

– Siguranța în funcționare teoretică pentru rația $R = \frac{r_n T - r_0 T}{n}$

Considerînd aceste cifre reale, rezultă că numărul de ani de funcționare este $N = 22{,}5$ ani, necesitînd reglaje și ungeri la cel puțin 5 ani.

Studiul statistic al discurilor în laborator a condus la o siguranță în funcționare cu mult mai mare decît cea obținută în exploatare ($P_0 = 99\%$ față de 90,9%).

Trebuie să se țină seama că încercările climaterice și de uzură din laborator nu sînt întotdeauna echivalente cu cele din exploatare, din următoarele cauze:

1. Durata efectuării celor 1 000 000 acționări în laborator a fost de aproximativ 40 de zile, față de 22 de ani ce reprezintă timpul de efectuare a aceloraşi acționări în exploatare. Cu cît timpul este mai îndelungat, acțiunea agenților climaterici este mai accentuată, o serie de piese sînt supuse coroziunii, iar materialele îmbătrînesc.

2. În cazul încercărilor de laborator, ungerea la 250 000 de acționări se efectuează la opt zile față de cinci ani, ceea ce reprezintă timpul dintre două întreținere față de numărul de acționări.

3. În exploatare, discurile sînt acționate de multe ori necorespunzător, forțîndu-se revenirea lor, prin aceasta producîndu-se o uzură prematură a angrenajelor și a regulatorului de viteză, precum și o frecvență a căderilor mai mare.

Căile urmate de uzinele constructoare în aceste situații pentru mărirea siguranței în funcționare, sînt în special îmbunătățirile constructive și folosirea unor materiale cu calități superioare.

## 3. SIGURANȚA ÎN FUNCȚIONARE A CENTRALELOR TELEFONICE AUTOMATE DE 50...100 NUMERE RS–7735

Fabricația centralelor telefonice automate de 50...100 linii de tipul RS–7735 A–B a marcat o nouă etapă în dezvoltarea produselor de telecomunicații din țara noastră.

*Tabela 4*

| Nr. crt. | Denumirea subansamblului | Buc./ centr. | 1959 | | 1960 | | 1961 | | 1962 | | 1963 | | 1964 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | căderi la 1 000 h | $P_0 = e^{-rt}$ | căderi la 1 000 h | $P_0 = e^{-rt}$ | căderi la 1 000 h | $P_0 = e^{-rt}$ | căderi la 1 000 h | $P_0 = e^{-rt}$ | căderi la 1 000 h | $P_0 = e^{-rt}$ | căderi la 1 000 h | $P_0 = e^{-rt}$ |
| 0 | 1 | 2 | 3 | | 4 | | 5 | | 6 | | 7 | | 8 | |
| 1 | Markeri | 12 | 9 | 47,2 | 9 | 47,2 | 8 | 51,7 | 5 | 66,4 | 4 | 71,9 | 9 | 84,8 |
| 2 | Selectoare și căutătoare primare | 64 | 48 | 47,2 | 47 | 47,7 | 48 | 47,2 | 29 | 63,5 | 28 | 62,9 | 12 | 83,5 |
| 3 | Relee | 884 | 750 | 42,7 | 680 | 46,3 | 470 | 58,8 | 320 | 69,7 | 184 | 81 | 105 | 88,6 |
| 4 | Condensatoare | 204 | 2 | 99 | 0 | 100 | 1 | 99,5 | 1 | 99,5 | 0 | 100 | 0 | 100 |
| 5 | Rezistențe | 108 | 32 | 74,5 | 41 | 68,4 | 34 | 72,5 | 22 | 81,8 | 19 | 84 | 5 | 96 |
| 6 | Fuzibile | 110 | 25 | 79,8 | 22 | 81,8 | 20 | 83,5 | 18 | 85 | 12 | 89,5 | 8 | 93,2 |
| 7 | Siguranța totală de funcționare | 1 372 | $P_{0T} = 5{,}6\ \%$ | | $P_{0T} = 5{,}9\ \%$ | | $P_{0T} = 8{,}8\ \%$ | | $P_{0T} = 20{,}5\ \%$ | | $P_{0T} = 27{,}5\ \%$ | | $P_{0T} = 55\ \%$ | |

în care:

$N$ este numărul de ani de funcționare;
$n_D$ – numărul total de acționări complete la care se supune discul ($n_D = 1\,000\,000$);
$n_c$ – numărul de acționări pentru o convorbire ($n_c = 6$);
$Z_c$ – numărul mediu al convorbirilor zilnice ($Z_c = 40$);
$\frac{1}{2}$ – coeficientul ce rezultă din faptul că acționarea medie este 0,5 din cea completă cu cifra „0";
360 – numărul de zile pentru care s-a acceptat cifra de 40 de convorbiri zilnice.

Cu sprijinul M.T.Tc., Uzina Electromagnetica a construit prototipul acestei centrale în 1958, iar în momentul de față a trecut la fabricația unei game variate de tipuri de centrale telefonice automate.

Experiența acumulată în fabricație și urmărirea comportării acestor centrale la beneficiari permit studierea evoluției siguranței în funcționare din anul 1959 pînă în prezent.

Centrala de 50...100 linii RS–7735 este o centrală cu comutatoare rotative pas cu pas de tipul 7035, destinată a deservi legăturile telefonice locale ale întreprinderilor și instituțiilor și acelea de comunicații cu rețeaua publică telefonică automată sau B.C.

În tabela 4 este redată comparativ siguranța în funcționare a diferitelor subansambluri principale ale acestei centrale și a ansamblului general. Siguranța redusă în funcțio-

nare se explică prin aceea că ea a fost verificată în perioada de rodaj, respectiv primele 1 000 de ore de funcționare.

Creșterea siguranței în funcționare în această perioadă se explică prin următoarele :

1. Îmbunătățiri constructive aduse centralelor ca : reproiectarea de circuite pentru asigurarea tensiunilor și curenților minimi de acționare pentru toate releele și mașinile din circuit, mărirea diametrului șuruburilor de strîngere a releelor etc.

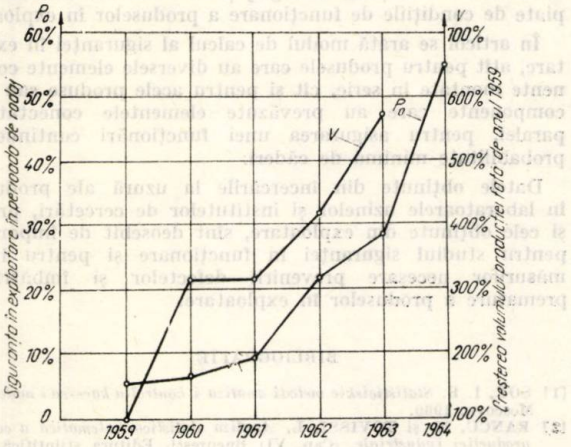



Fig. 5. *Siguranța în funcționare ($P_0$) a centralelor RS 7735 în perioada de rodaj pentru anii 1959—1964 și creșterea volumului de producție comparativ cu anul 1959.*

2. Reproiectarea sculelor necorespunzătoare și introducerea unor serii de operații tehnologice în vederea sortării pieselor pe grupuri de toleranțe.

3. Extinderea metodelor moderne de lucru ca sudura contactelor, strîngerea releelor în banda de asamblare, asamblarea, reglarea electrică și mecanică în bandă etc.

4. Folosirea unor materiale cu caracteristici superioare (bronz fosforos pentru cîmpurile de terminale, alpaca pentru resorturi, materiale izolante superioare etc.).

5. Întărirea controlului tehnic în special în anii 1963—64 prin introducerea recepției permanente a organelor de exploatare din M.T.Tc.

6. Ridicarea calificării tuturor factorilor care contribuie la buna calitate a centralelor.

În figura 5 este reprezentată siguranța în funcționare a centralelor RS—7735 în perioada de rodaj, pentru anii 1959—1964, comparativ cu creșterea volumului de fabricație în aceeași perioadă.

Calculul siguranței în funcționare a centralelor telefonice implică și studierea funcționării în paralel a diferitelor elemente. În cadrul unității I-a sînt montate 12 selectoare care deservesc circuitele de cordon din prima unitate (6 căutătoare de 30 de poziții și 6 selectoare de 25 de poziții). În această centrală, atît cele 6 căutătoare și 6 selectoare, cît și 6 markere din circuitul de registru, funcționează în paralel, asigurînd funcțiuni simultane pentru apeluri simultane.

Atunci cînd unul din cele 6 elemente se defectează, astfel încît nu-și mai poate îndeplini funcțiunea, celelalte elemente (selectoare, căutătoare sau markere) montate în paralel îi preiau funcțiunea în mod automat. Produsul poate să-și îndeplinească mai departe funcțiunile, cu o calitate de deservire mai redusă, pînă la căderea tuturor elementelor montate în paralel, bineînțeles cu o capacitate din ce în ce mai mică de convorbiri simultane, pe măsura ieșirii din funcțiune a elementelor.

Notînd cu $P_0$ siguranța în funcționare a unui element, nesiguranța în funcționare va fi :

$$Q_0 = 1 - P_0. \tag{3.1}$$

În cazul a $n$ elemente identice, legate în serie, siguranța în funcționare va fi o particularizare a formulei (2.1) în care $P_{01} = P_{02} = P_{03} = P_0$, respectiv siguranța totală în funcționare

$$P = P_0^n \tag{3.2}$$

În cazul a $n$ elemente, identice, legate în paralel, siguranța în funcționare totală va fi

$$P_T = 1 - Q_T \tag{3.3}$$

în care $Q_T$ este nesiguranța totală în funcționare egală cu

$$Q_T = Q_0^n - (1 - P_0^n) \tag{3.4}$$

În figura 6 este reprezentată siguranța în funcționare a produselor cu mai multe elemente conectate în paralel.

În cazul centralelor telefonice automate studiate, s-a găsit siguranța medie în funcționare a unui selector :

$$P_0 \simeq 0{,}85 \text{ (tabela 4).}$$

Rezultă că nesiguranța în funcționare $Q_0 = 1 - P_0 = 1 - 0{,}85 = 0{,}15$ respectiv $Q_0 = 15\,\%$.

Aplicînd expansiunea binomială pentru acest caz, putem calcula probabilitatea defectării simultane a 2, 3, 4, 5, 6 selectoare, căutătoare sau markeri din circuitele centralei, precum și siguranța totală în funcționare a unui circuit de cordon sau registru.

Dezvoltăm binomul $(P_0 + Q_0)^n$, în care $n$ este numărul elementelor în paralel, respectiv 6.

$$(P_0+Q_0)^6 = P_0^6+6\,P_0^5\,Q_0+15\,P_0^4\,Q_0^2+30\,P_0^3\,Q_0^3+15\,P_0^2\,Q_0^4+ +6\,P_0\,Q_0^5+Q_0^6$$

Probabilitatea ca :

— nici un element să nu fie defect . . . . . $P_0^6 = 0{,}85^6 \simeq 37\,\%$;

— un element să fie defect . . . . . $6\,P_0^5\,Q_0 = 6 \times 0{,}85^5 \times 0{,}15 \simeq 38{,}5\,\%$;

— două elemente să fie defecte . . . . . $15\,P_0^4\,Q_0^2 = 15 \times 0{,}85^4 \times 0{,}15^2 \simeq 18\,\%$;

— trei elemente să fie defecte . . . . . $30\,P_0^3\,Q_0^3 = 30 \times 0{,}85^3 \times 0{,}15^3 \simeq 6{,}31\,\%$;

— patru elemente să fie defecte . . . . . $15\,P_0^2\,Q_0^4 = 15 \times 0{,}85^2 \times 0{,}15^4 \simeq 0{,}151\,\%$;

— cinci elemente să fie defecte . . . . . $6\,P_0\,Q_0^5 = 6 \times 0{,}85 \times 0{,}15^5 \simeq 0{,}0379\,\%$;

— toate cele șase elemente să fie defecte . . . . . $Q_0^6 = 0{,}15^6 \simeq 0{,}0011\,\%$;

100 %.

Nesiguranța totală în funcționare va fi deci :

$$Q_0^6 = 0{,}15^6 = 0{,}000011385$$

Siguranța în funcționare a celor șase elemente conectate în paralel va fi conform formulei (3.3) :

$$P_T = 1 - Q_T = 1 - 0{,}000011385 = 0{,}999988615$$

respectiv

$P_T = 99{,}9988615\,\%$ față de siguranța în funcționare a unui element $P_0 = 85\,\%$.

$P_T$ este calculat în accepțiunea că atîta timp cît centrala își mai poate îndeplini funcțiunile sale de bază, indiferent de numărul elementelor căzute, produsul nu este considerat căzut. În acest caz însă disponibilitatea circuitelor este redusă, centrala neputînd face față momentelor de trafic forte.

Circuitele de avarii semnalează defectarea primelor elemente conectate în paralel a căror defecțiune trebuie remediată în timpul funcționării centralelor de către organele de întreținere, înaintea defectării mai multor elemente conectate în paralel, deoarece în acest caz siguranța în funcționare scade considerabil, ca și posibilitățile de convorbire simultană.

Din analiza efectuată asupra siguranței în exploatare a markerilor, selectoarelor și căutătoarelor primare (tabela 4), rezultă că ea s-a îmbunătățit de la an la an.

Principalele probleme rezolvate de uzină au fost de natură constructivă (stabilirea unor toleranțe și condiții de reglaj care să permită obținerea performanțelor dorite în timp), o altă problemă rezolvată a fost aceea a materialelor utilizate (bronzul fosforos Bz 6 — 0,6 de la cîmpurile de terminale, care prezintă într-un procent mare exfolieri din laminare și toleranțe prea largi la grosime, distanțierele de asemenea, materialele izolante, periile mobile și fixe etc.). Aceste probleme au fost rezolvate prin sortări pe grupuri de dimensiuni mai restrînse decît cele prevăzute în STAS-urile respective și prin colaborare cu întreprinderile furnizoare.

Problemele de execuție și reglaj au fost îmbunătățite prin pregătirea unui personal calificat și prin întărirea recepției beneficiarului cu oameni componenți cu o mare experiență în exploatare.

Cu toate că siguranța în exploatare a crescut de la 47% la 85%, totuși mai sînt de rezolvat o serie de probleme constructive de finețe, fiind în studiu în special problema ruperii clicheților selectoarelor pas cu pas, care contribuie în cea mai mare măsură la reducerea siguranței lor în exploatare.

## CONCLUZII

Studiul siguranței în funcționare a aparatajului telecomunicațiilor este deosebit de important în momentul de față, cînd în țara noastră există experiența fabricației unei game variate de produse telefonice și cînd se pune problema asimilării de noi produse telefonice de înaltă tehnicitate.

În articolul de față a fost studiată parțial, siguranța în funcționare a telefoanelor automate și a centralelor telefonice automate de tipul RS—7735 A—B, modul de tratare a problemelor putînd fi abordat și pentru alte produse telefonice (centrale automate tip 7 D, sisteme de curenți purtători ST—3, ST—24, alte tipuri de centrale de instituție etc.).

Față de cele expuse, rezultă că siguranța în funcționare este un indicator de bază al calității produselor și studiul ei conduce la îmbunătățirea constructivă a produselor, la eliminarea materialelor necorespunzătoare, la îmbunătățirea proceselor tehnologice și în același timp permite stabilirea unor instrucțiuni de reglaj și de verificare cît mai apropiate de condițiile de funcționare a produselor în exploatare.

În articol se arată modul de calcul al siguranței în exploatare, atît pentru produsele care au diversele elemente componente montate în serie, cît și pentru acele produse sau părți componente care au prevăzute elementele conectate în paralel, pentru asigurarea unei funcționări continue, cu probabilitate minimă de căderi.

Datele obținute din încercările la uzură ale produselor în laboratoarele uzinelor și institutelor de cercetări, precum și cele obținute din exploatare, sînt deosebit de importante pentru studiul siguranței în funcționare și pentru luarea măsurilor necesare prevenirii defectelor și îmbătrînirii premature a produselor în exploatare.

BIBLIOGRAFIE


[1] ȘOR, I. B. *Statisticiskie metodî analiza i kontrolia kacesva i nadeinosti.* Moscova, 1960.

[2] RANCU, N. și TOVISSI, L. *Analiza statistico-matematică a calității producției industriale.* (Cap. VI) București, Editura științifică, 1964.

[3] CAVE, R. *Control statistique de la fabrication.* Paris, 1953.

[4] JURAN, I. M., SEDER, L. A., GRIJNA, F. M. *Quality Control, Handbook.* New York — Toronto — Londra, 1962.

[5] MIHOC, G., URSEANU, V. *Matematici aplicate în statistică.* (vol. IV Teoria probabilităților) București, Editura Academiei R.P.R., 1962.

Prof. Ing. PAUL POSTELNICU

# Notă asupra expresiei atenuării compuse a cuadripolilor simetrici

Expresia generală a atenuării compuse a unui cuadripol se dă sub forma unei sume de termeni care prezintă atenuarea pe imagini și atenuarea datorită neadaptării la cele două porți.

În cazul unui cuadripol simetric, închis la cele două porți cu aceeași impedanță $Z$, așa cum se arată în figura 1, se folosește și o altă

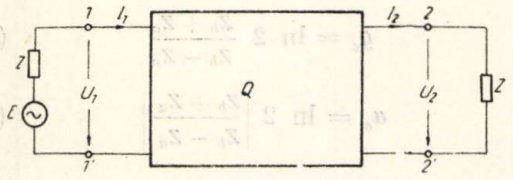



Fig. 1

expresie, oarecum mai simplă, a exponentului sau atenuării compuse. Pentru exponentul compus se dă formula:

$$g_c = \ln \frac{(Z + Z_b)(Z + Z_a)}{(Z_b - Z_a) Z} \tag{1}$$

În această formulă, impedanțele $Z_a$ și $Z_b$ sînt date de expresiile

$$\begin{aligned} Z_a &= Z_g - Z_m \\ Z_b &= Z_g + Z_m \end{aligned} \tag{2}$$

$Z_g$ fiind impedanța la intrare în gol și $Z_m$, impedanța de transfer sau mutuală în gol. Atenuarea compusă este deci dată de relația

$$a_c = \ln \left| \frac{(Z + Z_b)(Z - Z_a)}{(Z_b - Z_a) Z} \right| \tag{3}$$

Cu notațiile din figura 1, avem

$$\begin{aligned} Z_g &= \frac{U_1}{I_1}, \text{ pentru } I_2 = 0 \\ Z_m &= \frac{U_2}{I_1}, \text{ pentru } I_2 = 0 \end{aligned} \tag{4}$$

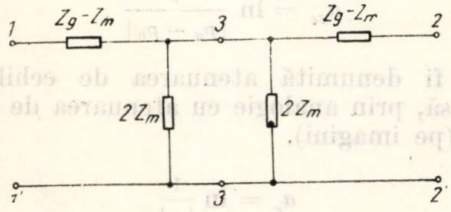



Fig. 2

În cazul cuadripolilor în scară, $Z_a$ și $Z_b$ reprezintă impedanțele la intrare în gol și scurt ale semisecțiunii (la poarta $1-1'$ sau $2-2'$) așa cum rezultă din figura 2, în care s-a reprezentat un cuadripol în $T$, cu valorile impedanțelor componente în funcție de $Z_g$ și $Z_m$.

În cazul cuadripolilor în punte, simetrici și echilibrați, așa cum se arată în figurile 3 și 4, $Z_a$ și $Z_b$ reprezintă impedanțele brațelor. Cuadripolul din figura 4 este echivalent cu cel din figura 3, în cazul că raportul de transformare $n$ al transformatorului este egal cu 0,5. În acest caz se consideră $Z_1 = Z_2 = Z$. Dacă însă $n \neq 0{,}5$ cele două impedanțe terminale $Z_1$ și $Z_2$ trebuie să fie în raportul

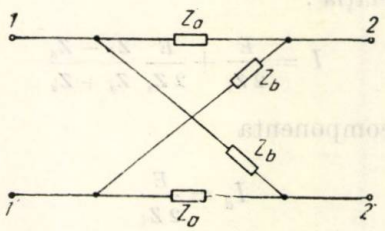



Fig. 3

$$Z_2 = 4\, n^2 Z_1$$

pentru ca acest cuadripol să aibă aceeași atenuare compusă ca și cel din figura 3, cu $Z_1 = Z$. Acest cuadripol este echivalent cu cuadripolul simetric, în cascadă cu un transformator de raport $2\,n$.

Expresia exponentului compus *1* poate fi transformată în următoarea, identică din punct de vedere matematic:

$$g_c = \ln \frac{2}{\dfrac{Z - Z_a}{Z + Z_a} - \dfrac{Z - Z_b}{Z + Z_b}} \tag{5}$$

Notînd

$$p_a = \frac{Z - Z_a}{Z + Z_a}, \quad p_b = \frac{Z - Z_b}{Z + Z_b} \tag{6}$$

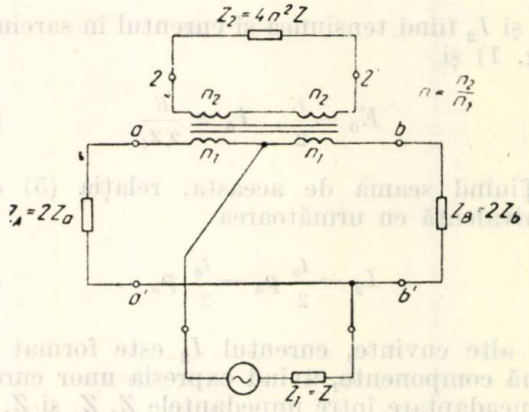



Fig. 4

relația (5) se poate scrie sub forma

$$g_c = \ln \frac{2}{p_a - p_b} \tag{7}$$

și

$$a_c = \ln \frac{2}{|p_a - p_b|} \quad (8)$$

După cum se știe, expresii de forma coeficienților $p_a$ și $p_b$ intervin în cazul unui generator conectat la o sarcină cu impedanța $Z_s$ diferită de impedanța sa internă $Z_i$. Înlocuind impedanța $Z_s$ cu impedanța $Z_i$, în serie cu tensiunea electromotoare $E_s = -I(Z_s - Z_i)$, pe baza teoremei substituției, așa cum se arată în figura 5, se obține relația:

$$I = \frac{E}{2Z_i} + \frac{E}{2Z_i} \frac{Z_i - Z_s}{Z_i + Z_s}$$

în care componenta

$$I_d = \frac{E}{2Z_i}$$

formează curentul direct și a doua componentă

$$I_r = \frac{E}{2Z_i} \frac{Z_i - Z_s}{Z_i + Z_s}$$

curentul reflectat sau mai general, curentul de neadaptare, produs de tensiunea electromotoare $E_s$.

Curentul $I$ este deci dat de o relație de forma

$$I = I_d (1 + p)$$

unde

$$p = \frac{Z_i - Z_s}{Z_i + Z_s} \quad (9)$$

este factorul de reflexie sau de neadaptare.

În cazul unui cuadripol simetric, exponentul compus se calculează pornind de la relația

$$g_c = \ln \frac{E_0}{U_2} = \ln \frac{I_0}{I_2} \quad (10)$$

$U_2$ și $I_2$ fiind tensiunea și curentul în sarcina $Z$ (fig. 1) și

$$E_0 = \frac{E}{2}, \quad I_0 = \frac{E}{2Z_i} \quad (11)$$

Ținînd seama de aceasta, relația (5) este echivalentă cu următoarea

$$I_2 = \frac{I_0}{2} p_a - \frac{I_0}{2} p_b \quad (12)$$

Cu alte cuvinte, curentul $I_2$ este format din două componente, avînd expresia unor curenți de neadaptare între impedanțele $Z$, $Z_a$ și $Z$, $Z_b$.

Relațiile (7) și (8) sînt utile și practice îndeosebi în cazul cuadripolilor în punte. Astfel, în cazul sistemului diferențial folosit în circuitele telefonice a cărui schemă simplificată corespunde celei din figura 4, relația 8 ne dă expresia exactă a atenuării compuse.

În acest caz notăm cu *I* și *II* cele două porți care au bornele $1-1'$ și $2-2'$, iar cu $A$ și $B$, porțile $a-a'$ și $b-b'$. La porțile $A$ și $B$ se conectează linia și echilibrorul, și dacă notăm impedanțele acestora cu $Z_L$ și $Z_E$, avem $2Z_a = Z_E$ și $2Z_b = Z_L$ sau invers.

Dacă este îndeplinită relația (fig. 4)

$$Z = Z_1 = \frac{Z_2}{4n^2} = Z_b \quad (13)$$

rezultă

$$p_b = 0$$

și

$$g_c = \ln 2 \frac{Z_b + Z_a}{Z_b - Z_a} \quad (14)$$

$$a_c = \ln 2 \left| \frac{Z_b + Z_a}{Z_b - Z_a} \right| \quad (15)$$

sau

$$a_c = \ln \frac{2}{|p|},$$

unde

$$p = \frac{Z_b - Z_a}{Z_b + Z_a}$$

În cazul că $Z_a \simeq Z_b$, se deduce că atenuarea pe imagini a cuadripolului din figura 4 este

$$a_i \simeq \ln \frac{2}{|p|} \quad (16)$$

Rezultă că relația (16) ne dă valoarea aproximativă a atenuării pe imagini în ipoteza restrictivă $Z_a \simeq Z_b$ și că aceeași expresie ne dă valoarea exactă a atenuării compuse, în condițiile relațiilor (13).

Condițiile (13) sînt realizate la sistemele diferențiale de la capetele circuitului telefonic (în frecvență vocală sau prin sisteme de curenți purtători), la care echilibrorul liniei urbane este format dintr-o rezistență de 600 Ω, în serie cu un condensator de 2μF. În acest caz nu avem îndeplinită condiția $Z_a \simeq Z_b$ și formula (16) trebuie înlocuită prin (8) sau (15).

Expresia

$$a_{ec} = \ln \frac{1}{|p_a - p_b|} \quad (17)$$

poate fi denumită atenuarea de echilibrare compusă, prin analogie cu atenuarea de echilibrare (pe imagini).

$$a_e = \ln \frac{1}{|p|}$$

De altfel, cuadripolul cu porțile $1-1'$ și $2-2'$ din sistemul diferențial (fig. 4), nu lucrează pe impedanțele sale imagini și mărimea care trebuie considerată într-un calcul mai exact este atenuarea compusă.

Presupunînd un cuadripol în punte reactiv, lucrînd între două rezistențe egale ($R$), exponentul său compus este dat de relația generală (5), în care se vor face înlocuirile

$$Z = R,\ Z_a = jX_a \text{ și } Z_b = j\,X_b$$

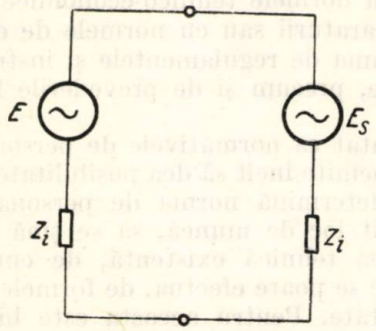



Fig. 5

În acest caz, coeficienții $p_a$ și $p_b$ în relațiile (7) și (8) au expresiile

$$p_a = \frac{R - j\,X_a}{R + j\,X_a} = e^{-2j\varphi a},\quad p\,b = \frac{R - j\,X_b}{R + j\,X_b} = e^{-2j\varphi b} \tag{18}$$

unde

$$\text{tg}\,\varphi_a = \frac{X_a}{R} \quad \text{și} \quad \text{tg}\,\varphi_b = \frac{X_b}{R}$$

Ținînd seama de (18), relația (7) se poate scrie sub forma

$$g_c = \ln 2 - \ln\,(e^{-2j\varphi a} - e^{-2j\varphi b})$$

În cazul că cele două impedanțe $Z_a$ și $Z_b$ sînt inverse în raport cu $R$, adică $Z_a\,Z_b = R^2$, rezultă :

$$p_b = -\,p_a \quad \text{și} \quad g_c = \ln\frac{1}{p_a} = \ln\left(-\frac{1}{p_b}\right)$$

Aplicația formulei (5) are avantajul de a fi generală, în sensul de a fi valabilă pentru orice cuadripol simetric. Ea poate fi dedusă ușor aplicînd direct legile lui Ohm și Kirchoff.

Curenții $I_a$ și $I_b$, în cazul cuadripolilor în punte din figurile 6 și 7, se pot obține ușor și prin aplicarea metodei substituției.

În cazul cuadripolului în X din figura 6, se înlocuiește impedanța $Z_a$ cu impedanța $Z$ în serie cu tensiunea electromotoare $E_a = -\,I_a\,(Z_a - Z)$, iar $Z_b$ cu impedanța $Z$ în serie cu tensiunea electromotoare $E_b = -\,I_b\,(Z_b - Z)$. În cazul cuadripolului în punte din figura 7, se înlocuiește impedanța $Z_A$ cu impedanța $Z$ în serie cu tensiunea electromotoare $E_A = -\,I_c\,(Z_A - Z)$ și în mod analog $Z_B$. Curentul în sarcină (la poarta $II$) este dat de tensiunile electromotoare arătate mai sus, la fel ca și curentul $I_r$ de neadaptare, din cazul generatorului reprezentat în figura 5.

În cazul cuadripolului din figura 7, curentul în sarcină este dat de curenții de neadaptare

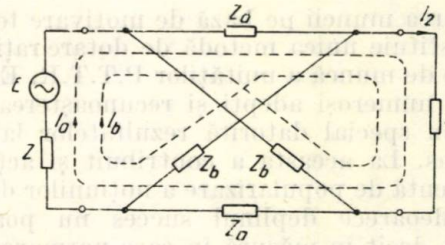



Fig. 6

la porțile A și B, unde avem neadaptare între impedanțele terminale $Z_A$ și $Z_B$, pe de o parte, și impedanțele-imagine ale cuadripolilor cu porțile $I-A$ și $I-B$, pe de altă parte.

Expresia generală (5) a exponentului compus al unui cuadripol simetric este deci utilă pentru

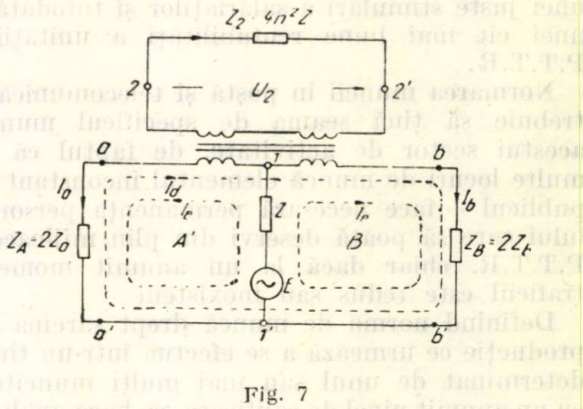



Fig. 7

calculul și interpretarea fizică a comportării, îndeosebi a cuadripolilor în punte și a sistemului diferențial.

BIBLIOGRAFIE


[1] CONDREA, S. *Bazele telecomunicațiilor pe fir*. București, Editura didactică și pedagogică, 1963.

[2] WALLOT, I. *Theorie der Schwachstromtechnik*. Berlin, 1949.

[3] POSTELNICU, P. *Interpretarea atenuării de echilibrare a sistemelor diferențiale din circuitele telefonice cu o atenuare a ecoului*, Telecomunicații 8 nr. 1, pag. 15–20, (1964).

Ing. ȘTEFAN BEBE TUDOR

# Caracteristicile normării pe bază de motivare tehnică în poștă și telecomunicații

Normarea muncii pe bază de motivare tehnică constituie unica metodă de dotare rațională cu forțe de muncă a unităților P.T.T.R. Ea și-a cîștigat numeroși adepți și recunoașterea definitivă, în special datorită rezultatelor la care a condus. La aceasta a contribuit și acțiunea permanentă de popularizare a noțiunilor de normare, deoarece deplinul succes nu poate fi asigurat decît în măsură în care normarea este înțeleasă în fond și sprijinită masiv de toate cadrele și în special de cele cu o vastă experiență în muncă.

Scopul urmărit prin aplicarea normelor cu motivare tehnică este în același timp vechea noastră preocupare de a realiza o organizare judicioasă a locurilor de muncă, concomitent cu asigurarea celor mai bune condiții de lucru, respectarea zilei normale de muncă, asigurarea unei juste stimulări a salariaților și totodată a unei cît mai bune rentabilități a unităților P.T.T.R.

Normarea muncii în poștă și telecomunicații trebuie să țină seama de specificul muncii acestui sector de activitate, de faptul că în multe locuri de muncă elementul inconstant — publicul — face necesară permanența personalului care să poată deservi din plin mijloacele P.T.T.R. chiar dacă la un anumit moment traficul este redus sau inexistent.

Definind norma de muncă drept sarcina de producție ce urmează a se efectua într-un timp determinat de unul sau mai mulți muncitori cu un anumit nivel de calificare, pe baza analizei condițiilor de muncă, și a factorilor tehnologiei din procesul de muncă s-a precizat ca, pentru poștă și telecomunicații, normele de muncă să se stabilească sub formă de normative de personal cu motivare tehnică, acestea avînd suficientă elasticitate pentru a putea cuprinde întregul personal operativ P.T.T.R.

Normativul de personal se consideră normă de muncă atunci cînd este elaborat și aplicat împreună cu normele de timp sau de producție corespunzătoare, sau, dacă acestea nu se pot stabili, în cazul cînd este elaborat și aplicat împreună cu sfera de atribuțiuni.

Fiecare normativ de personal elaborat pentru o anumită funcțiune, — și în cadrul acesteia pentru fiecare loc de muncă — trebuie să aibă în vedere toți factorii care influențează desfășurarea procesului de producție și respectiv timpii de muncă aferenți. Tocmai multitudinea acestor factori face complicată elaborarea normelor; considerarea exclusivă a elementelor de ordin tehnic ar însemna o elaborare superficială. Plecînd de la analiza amănunțită a procesului de producție, normativul de personal poate să nu se rezume la tabelele normative cu norme de timp sau de producție, ci le împletește pe acestea cu normele tehnico-economice de utilizare a aparaturii sau cu normele de deservire, ținînd seama de regulamentele și instrucțiunile în vigoare, precum și de prevederile legislației muncii.

S-a căutat ca normativele de personal să fie astfel întocmite încît să dea posibilitatea, atunci cînd se determină norma de personal pentru un anumit loc de muncă, să se țină seama și de dotarea tehnică existentă, de cumulul de profesii ce se poate efectua, de formele specifice de activitate. Pentru aceasta este bine ca la elaborarea și experimentarea normativelor să fie antrenați cît mai mulți specialiști cu experiență, pentru efectuarea normării la un număr cît mai mare de salariați care să posede calificarea și deprinderile necesare efectuării lucrărilor respective în condițiile organizatorice și tehnice existente. Se asigură astfel o bază largă de consultare pentru culegerea materialului, precum și priceperea necesară pentru aplicarea normativului, după definitivarea acestuia.

Normativul de personal este necesar să aibă un obiect precis. Pentru aceasta, la elaborarea sa trebuie să se facă delimitarea sferei lucrărilor ce se execută de către salariații angajați pe funcția supusă normării, adică enumerarea completă a acestor lucrări, în toate variantele posibile. Pe lîngă faptul că această măsură conduce la îmbunătățiri organizatorice sau chiar la îmbunătățiri ale procesului de muncă, corecta delimitare a sferei lucrărilor asigură posibilitatea de aplicare a normativului la toate locurile de muncă asemănătoare. Este util ca operațiunile cuprinse în normativ și pentru care s-au stabilit norme de timp să fie globale, să constituie titluri de lucrări, pentru a crea posibilitatea ca în norma de timp să poată fi incluși toți timpii productivi folosiți de salariat, ca: timpul de pregătire și încheiere, timpul efectiv, timpul pentru deservirea locului de muncă și timpul pentru odihnă și necesități firești.

Conținutul și folosirea normelor de timp în sectorul P.T.T.R. — spre deosebire de sectorul industrial — are drept unic scop fundamentarea normativelor de personal.

Ținînd seama de insuficiența izvoarelor de informare și documentare, socotim că metoda observării directe a timpului de lucru este — în general — unica metodă ce ne stă azi la dispoziție pentru elaborarea normativelor de personal. Aceasta nu exclude însă posibilitatea ca, pe baza unor analize comparative, normativele de personal elaborate în alte state să fie adoptate, după ce în prealabil ar fi adaptate la specificul țării noastre. În lipsa acestei posibilități,

metoda de cercetare directă a timpului de muncă prin fotografieri şi cronometrări este suficientă, ajutînd şi la cunoaşterea mai aprofundată a procesului de producţie, la îmbunătăţirea acestuia.

Pentru locurile de muncă cum sînt cele de factor de interior, cele pentru schimburile cu vagoanele poştale, distribuirea presei la vînzarea cu bucata etc., unde itinerariile specifice şi modul concret de aducere la îndeplinire a atribuţiilor de serviciu diferă de la caz la caz, o generalizare nefiind posibilă sau utilă, se întocmesc norme de muncă locale cu sferă de aplicare restrînsă la cazul normat (norme locale).

Atît aceste norme locale, cît şi normativele departamentale, stabilesc pentru fiecare loc de muncă cantitatea de om-ore necesară pentru executarea sarcinilor de serviciu ce revin muncitorului respectiv. La baza normativelor stau tabelele cu norme de timp pe operaţiuni, care în general au forma următoare :

| Nr. crt. | Operaţiunea | U/M de referinţă | Norma de tip pe operaţiuni | Frecvenţa (cantitatea) anuală a operaţiunii | Cîţi oameni participă la lucrare | Norma anuală coloana 6 = coloana 3 × coloana 4 × coloana 5 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |

În cadrul funcţiei normate, se întocmeşte cîte un astfel de tabel pentru fiecare sector de activitate. Coloana 6 se referă la unitatea de măsură (U/M) specifică sectorului de activitate respectiv, unitate de măsură ce poate diferi de cea specificată în coloana 2 care se referă strict la operaţiunea indicată în coloana 1. Totalul pe verticală al coloanei 6 alcătuieşte cifra normativă cu care se stabileşte necesarul de personal pentru lucrările respective, în funcţie de cantitatea de unităţi de măsură (U/M )în dotare.

Este de subliniat faptul că normativele de personal astfel întocmite reglementează nu numai lucrările ce se execută de funcţia supusă normării, ci implicit şi baremele de calitate ce se cer în sectorul respectiv de activitate.

Normativele de personal constituie criterii medii de stabilire a necesarului de forţă de muncă. La efectuarea calculelor de aplicare, o direcţie regională trebuie să se încadreze pe total regiune într-un astfel de normativ. Însă norma de personal, concret determinată pentru un loc de muncă, poate diferi de o altă normă de personal, stabilită pentru un loc de muncă similar. Aceasta deoarece, la determinarea normei de personal pe baza normativului, trebuie să se aibă în vedere condiţiile existente de la fiecare loc de muncă în parte.

Normativul de personal nu trebuie să aibă în mod obligatoriu forma de mai sus, deoarece trebuie să ţină seama de scopul pe care-l urmăreşte şi posibilităţile de normare pe care le oferă fiecare sector de muncă în parte.

Astfel, tablourile normative au acelaşi aspect pentru sectorul de exploatare şi cel de întreţinere. În cazul sectorului de exploatare însă, ele constituie chiar normativul de personal, fiecare operaţiune referindu-se la o altă prestaţie şi deci neputîndu-se ajunge la o cifră normativă prin totalizarea coloanei 6, aşa cum se face pentru întreţinere.

La unele normative, tabelele cu norme de timp pot constitui numai etape intermediare — cum este cazul la normativul pentru telegrafiştii aparatişti — care ţin seama nu numai de normele de producţie corespunzătoare unui anumit tip de aparat, ci şi de încărcarea legăturilor şi de necesitatea deservirii în cursul nopţii a aparatelor telegrafice. Asemănător, normativul pentru telefoniste are în vedere şi calitatea ce trebuie să se realizeze în deservirea convorbirilor interurbane. În cazul normativului pentru casier, normele de timp servesc numai ca fază intermediară pentru stabilirea baremurilor de încasări şi plăţi în numerar, pentru care se acordă unul sau mai multe posturi de casier.

Din cele arătate pînă acum rezultă că linia generală în stabilirea normativelor de personal este aceea ca la baza motivării tehnice să stea delimitarea operaţiunilor ce se execută la locurile de muncă pentru care se face normarea, precum şi normele de timp aferente. Aceasta prezintă şi avantajul că din fotografierile şi cronometrările efectuate, sau chiar şi numai din analiza felului cum sînt executate sarcinile de serviciu într-un anumit loc de muncă, pot rezulta şi alte îmbunătăţiri ale procesului de muncă.

Elasticitatea în concepţie, elaborare şi mod de aplicare, precum şi faptul că s-a căutat ca normativele să nu solicite alte evidenţe decît cele ce se ţin în mod obişnuit, fac ca normativele de personal date în aplicare să fie utile, uşurînd mult modul de tratare a problemelor de organizare a muncii.

Ing. NATALIA CUTIERU

# Noi tipuri de difuzoare realizate în uzina Electronica

Producţia de difuzoare în uzina Electronica a cunoscut o amplă dezvoltare şi perfecţionare în decursul anilor, atît în ceea ce priveşte lărgirea seriei de difuzoare asimilate, cît şi sub aspectul constructiv şi al performanţelor obţinute.

Iniţial s-au fabricat numai difuzoare circulare de un singur tip, echipate cu magneţi din aliaj metalic de tip inelar.

S-a trecut apoi la asimilarea unui al doilea tip de difuzor circular de gabarit redus şi a unui difuzor circular mare destinat instalaţiilor de sonorizare. Ulterior s-au pus în fabricaţie şi difuzoarele eliptice, punînd probleme mai complicate, ca realizare constructivă, oferind însă avantajul unor dimensiuni reduse. Pînă în prezent s-au asimilat două tipuri din această categorie.

De asemenea, s-a trecut de la magneţi metalici inelari la magneţi de ferită izotropă, apoi antizotropă. Această trecere a dus la micşorarea gabaritului în înălţime şi a greutăţii difuzorului, cu obţinerea unor inducţii ridicate în întrefier.

Magneţii din ferită au reprezentat în acelaşi timp o soluţie mult mai economică.

Membranele de difuzoare au cunoscut, de asemenea, o evoluţie importantă, îmbunătăţindu-se atît amestecul de pastă din care este fabricată membrana, cît şi tehnologia şi construcţia lor.

Acţionînd asupra diverşilor parametri ai membranei, s-au obţinut caracteristici de frecvenţă din ce în ce mai uniforme. Obţinerea prin sedimentare a unor membrane cu suspensia cît mai suplă a permis scăderea frecvenţei de rezonanţă. Lacurile folosite pentru impregnarea conului şi a rilelor au contribuit, de asemenea, la îmbunătăţirea caracteristicii de frecvenţă.

Centrajele iniţial confecţionate din hîrtie au fost fabricate ulterior din pînză bachelitizată, ceea ce oferă o serie de avantaje ca elasticitate şi rezistenţă mecanică.

De la bobinele obişnuite de 4 Ω s-a trecut şi la impedanţe mai mari, de 20 Ω, necesare la radioreceptoare tranzistorizate fără transformatoare de ieşire. Aceasta s-a putut realiza prin folosirea unei sîrme mai subţiri (Ø 0,08), curăţată la capete printr-un decapant special, ceea ce reduce mult rebuturile.

Lacurile actualmente utilizate pentru asamblare au fost, de asemenea, îmbunătăţite — oferind o lipitură sigură — atît în condiţii normale de temperatură şi umiditate, cît şi în condiţii mai severe decît cele normale.

Acestea sînt, în linii mari, cîteva din elementele principale asupra cărora s-a acţionat în domeniul difuzoarelor. În cele de mai jos vor fi prezentate două tipuri noi de difuzoare în curs de asimilare, care ilustrează linia nouă adoptată şi care este la nivelul tehnicii mondiale.

## DIFUZORUL TIP $E_2$

Difuzorul $E_2$ — 3 VA, asimilat de curînd în uzină, este de tip electrodinamic cu magnet permanent, de formă eliptică, cu dimensiunile 100×180 mm. Prin construcţia şi performanţele sale el este destinat echipării radioreceptoarelor, televizoarelor şi instalaţiilor de sonorizare. Realizat cu elemente produse în uzină şi avînd ca modele de referinţă cîteva din cele mai bune difuzoare străine de acelaşi tip, difuzorul $E_2$ se situează, prin performanţele sale, la nivelul superior faţă de alte tipuri de difuzoare fabricate la noi pînă în prezent caracterizîndu-se printr-o foarte bună caracteristică de frecvenţă şi printr-un nivel sonor ridicat.

Audiţia obţinută cu acest difuzor are o anumită strălucire pe care o întîlnim la difuzoarele străine de calitate bună.

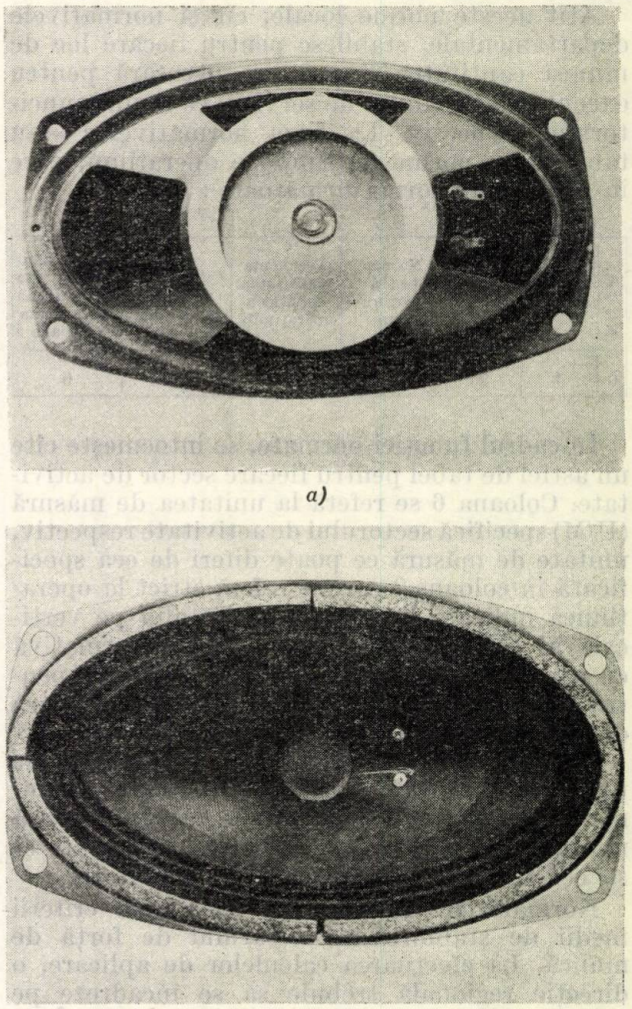
Succesul obţinut cu difuzorul $E_2$ se datoreşte faptului că la baza proiectării sale au stat cîteva considerente esenţiale:

— obţinerea unei inducţii cît mai mari în întrefierul circuitului magnetic, care să asigure în primul rînd un randament ridicat şi răspuns bun la fenomene tranzitorii;

— reducerea pe cît posibil a distorsiunilor armonice şi în primul rînd a celor datorate neuniformităţii cîmpului magnetic în întrefier printr-o aşezare optimă a bobinei în întrefier, folosind soluţii tehnice moderne;

— asigurarea unei elasticităţi uniforme în lungul suspensiei şi evitarea rezonanţei rilelor prin alegerea unei forme judicioase a profilului la rile, continuu variabil spre cele două axe ale elipsei.

Ca prezentare, difuzorul $E_2$ are un aspect elegant, cu dimensiuni relativ mici în raport cu puterea sa nominală (fig. 1). Circuitul magnetic al acestui difuzor va fi realizat în două variante: cu magnet de ferită anizotropă, în cazul utilizării la radioreceptoare şi instalaţii de sonorizare, şi cu magnet metalic central în circuit ecranat, în cazul folosirii lui la televizoare. În prezent se asimilează varianta de difuzor $E_2$ cu magnet de ferită, iar cea cu magnet metalic este în studiu.



*a)*

*b)*

Fig. 1. *Difuzorul E 2 — 3 VA*:
*a* — vedere din spate; *b* — vedere din faţă

Fixarea difuzorului pe panou se face prin intermediul unor amortizoare de cauciuc montate pe găurile de prindere.

În ansamblu, se poate afirma că difuzorul $E_2$ este un produs modern, superior celorlalte tipuri de difuzoare care s-au fabricat în uzină şi comparabil cu difuzoarele străine, atît prin performanţe, cît şi prin modul de prezentare.

## CARACTERISTICI CONSTRUCTIVE

La proiectarea difuzorului $E_2$, atît din punct de vedere electroacustic cît şi constructiv, s-a urmărit obţinerea unor performanţe superioare, similare celor străine de calitate

bună. De asemenea, s-a ţinut seama de siguranţa sa în funcţionare, precum şi de posibilităţile de fabricaţie şi exploatare.

Difuzorul este constituit din :

*1*) ansamblul membrană ;
*2*) ansamblul şasiu magnet.

*1*) Ansamblul membrană e format din :
— membrană, centraj, bobină mobilă.

Membrana este de formă eliptică, cu profil rectiliniu, executată din celuloză sulfat. Grosimea membranei e continuu descrescătoare de la con spre rile, asigurînd rigiditatea necesară spre vîrful conului şi elasticitatea suspensiei la rile.

Rilele membranei au un profil sinusoidal, iar distanţa dintre ele este crescătoare spre capetele axei mari ale elipsei, pentru a asigura o elasticitate uniformă.

— Centrajul este executat din ţesătură de bumbac, opal-ajur, impregnată. Ca format este de tip plat, cu dimensiuni reduse, asigurînd o poziţie corectă a bobinei în întrefier.

— Bobina mobilă are lungimea de bobinare mai mare decît întrefierul, pentru a evita apariţia distorsiunilor armonice datorate neuniformităţii cîmpului magnetic în întrefier.

2) Ansamblul şasiu-magnet e format din subansamblul magnet, şasiu şi şuruburi de prindere.

— Subansamblul magnet e conceput în două variante, după scopul utilizării sale :

*a*) cu magnet din ferită anizotropă ;

*b*) cu magnet metalic central ecranat.

*a*) Circuitul magnetic cu magnet din ferită anizotropă e constituit din magnet şi cele două flanşe polare, asamblate în material plastic.

Întrefierul circuitului magnetic este protejat printr-o bucşă de material plastic, care are în acelaşi timp şi rolul de centrare la injectarea ansamblului magnet.

În proiectarea circuitului magnetic s-a ţinut seama de necesitatea realizării unei inducţii mari în întrefier.

Flanşele polare executate din oţel cu procent redus de carbon sînt retrase faţă de magnet, pentru a reduce dispersia exterioară.

*b*) Varianta de circuit magnetic metalic ecranat este în curs de studiu, neavînd încă o construcţie definitivă.

— Şasiul executat din tablă de oţel are rigiditatea necesară şi decupări laterale suficient de mari. Ca finisaj, şasiul este zincat şi pasivizat auriu. Ansamblul magnet este fixat pe şasiu prin trei şuruburi.

Secoarele lipite pe ansamblul general sînt de plută, care asigură amortizarea necesară în cazul prinderii pe panou şi în acelaşi timp e un material ieftin.

Căpăcelul difuzorului care protejează întrefierul e din aceeaşi ţesătură ca şi centrajul.

**Date tehnice** :

*Dimensiunile de gabarit* : 100×180×67 mm, pentru varianta avînd circuit magnetic cu magnet de ferită ;
100×180×75 mm, pentru varianta avînd circuit magnetic cu magnet metalic, ecranat.
*Cotele găurilor de fixare* : 166×64 mm.
*Diametrul găurilor de fixare* : Ø 7 mm.
*Greutatea* : 600 g varianta cu ferită ;
350 g varianta cu magnet metalic central, ecranat.
*Puterea nominală* : 3 VA.
*Impedanţa nominală* : 4 Ω.
*Frecvenţa de rezonanţă* : 120 Hz.
*Presiunea acustică medie* : minimum 90 dB/W.
*Domeniul nominal de frecvenţe* : 110—12 000 Hz.
*Neuniformitatea caracteristicii de frecvenţă* : maximum ± 8 dB.

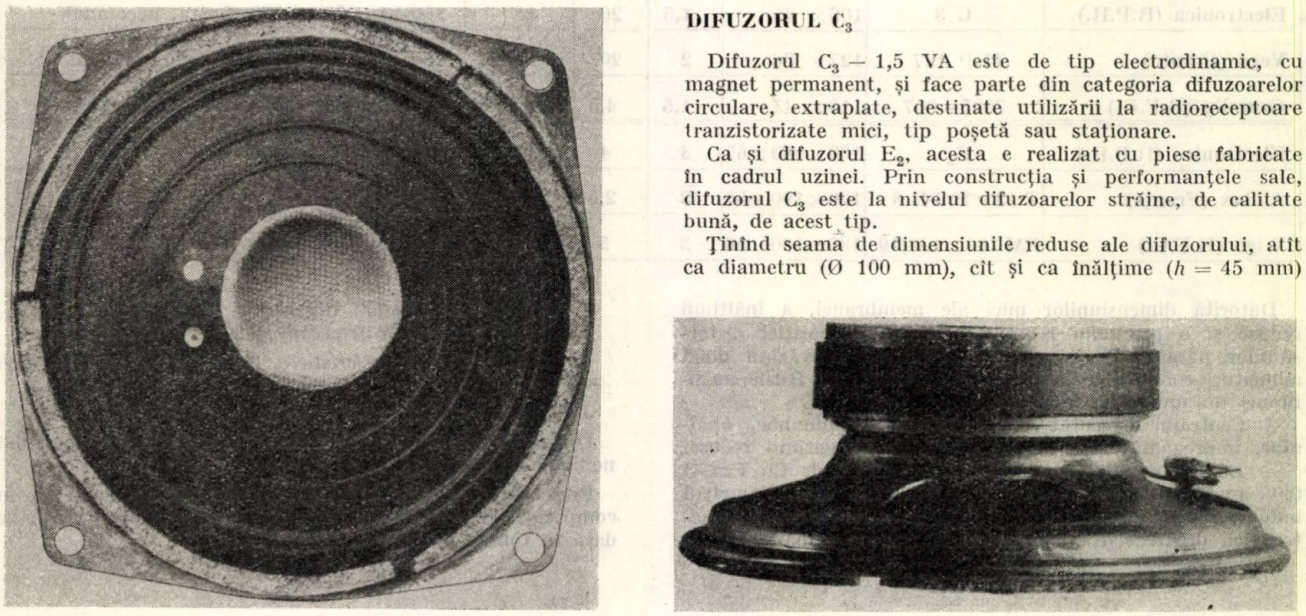
Difuzorul nu are distorsiuni parametrice în domeniul nominal de frecvenţe sub puterea nominală.

## DIFUZORUL $C_3$

Difuzorul $C_3$ — 1,5 VA este de tip electrodinamic, cu magnet permanent, şi face parte din categoria difuzoarelor circulare, extraplate, destinate utilizării la radioreceptoare tranzistorizate mici, tip poşetă sau staţionare.

Ca şi difuzorul $E_2$, acesta e realizat cu piese fabricate în cadrul uzinei. Prin construcţia şi performanţele sale, difuzorul $C_3$ este la nivelul difuzoarelor străine, de calitate bună, de acest tip.

Ţinînd seama de dimensiunile reduse ale difuzorului, atît ca diametru (Ø 100 mm), cît şi ca înălţime ($h$ = 45 mm)



*a)* *b)*

Fig. 2. *Difuzorul C 3* — 1,5 VA :
*a* — vedere din faţă ; *b* — vedere din profil.

Această condiţie s-a realizat prin dimensionarea corespunzătoare a magnetului, precum şi prin alegerea unei suprafeţe reduse a întrefierului. În acest scop s-a ales un bolţ de 16 mm, iar grosimea flanşei de 4 mm.

Lăţimea întrefierului este cea obişnuit folosită 0,9 mm, în funcţie de posibilităţile de centrare ale bobinei.

dificultăţile de realizare a unei caracteristici de frecvenţă bune şi a înlăturării apariţiei distorsiunilor parametrice au fost mult mai mari. Aceasta s-a putut rezolva luînd o serie de precauţii constructive, care vor fi prezentate ulterior.

Audiţia realizată cu acest difuzor satisface calităţile care se impun unui difuzor din categoria respectivă.

Ca prezentare, difuzorul $C_3$ are un aspect frumos, cu o formă aplatisată a şasiului şi ansamblul magnet injectat în material plastic.

Circuitul magnetic al acestui difuzor este echipat cu magnet de ferită anizotropă în scopul obţinerii unei înălţimi cît mai reduse, ţinînd seama de spaţiul redus în care e utilizat. În acest caz, considerentul unei înălţimi reduse este mai important decît ecranarea circuitului magnetic.

În ansamblu, comparat cu difuzoare străine de tip extraplat, atît din punctul de vedere al performanţelor, cît şi ca aspect, difuzorul $C_3$ se situează la nivel calitativ ridicat.

**Caracteristici constructive**

La proiectarea difuzorului $C_3$ s-a pornit de la alegerea unor dimensiuni reduse (Ø 100 mm, $h = 45$ mm), care să satisfacă condiţiile de asamblare la cît mai multe radioreceptoare mici. În acelaşi timp, s-a ţinut seama de compromisul la care se ajunge între micşorarea dimensiunilor şi asigurarea unor calităţi acustice bune. De asemenea, s-a ţinut seama de siguranţa sa în funcţionare.

Părţile componente ale difuzorului $C_3$ sînt următoarele: Ansamblul membrană e format din membrană, centraj şi bobină mobilă.

— Membrana este de formă circulară, cu profil rectiliniu, de înălţime redusă. Materialul utilizat ca şi la celelalte difuzoare este celuloza sulfat. Grosimea membranei e continuu descrescătoare de la vîrful conului spre rile, asigurînd rigiditatea necesară la vîrful conului şi elasticitatea suspensiei la rile. Ca şi la membranele străine, membrana e transparentă la rile.

— Ansamblul magnet este echipat cu magnet de ferită anizotropă. Circuitul magnetic este proiectat astfel, încît să asigure în întrefier o inducţie de minimum 8 000 Gs, necesară obţinerii unui randament bun şi unui răspuns favorabil la fenomene tranzitorii.

Întrefierul este micşorat faţă de cel obişnuit cu 0,1 mm, bobina fiind mai subţire, deoarece s-a utilizat sîrmă de 0,08 mm. Micşorarea întrefierului duce la creşterea inducţiei în întrefier.

Magnetul este de dimensiuni reduse. Flanşele polare au grosimea de 4 mm şi sînt realizate din oţel cu procent redus de carbon.

Ansamblul magnet este realizat prin injectare în masă plastică, fiind un sistem de asamblare mai economic, mai simplu de realizat şi mai estetic.

— Şasiul, executat din tablă de oţel de 0,75 mm, are patru decupări laterale suficient de mari.

Fixarea capetelor de ieşire a firelor leonice se face pe o regletă de pertinax capsată pe şasiu.

— Căpăcelul circular de dimensiuni mari, favorizînd astfel caracteristica de frecvenţă la frecvenţe înalte, este realizat din aceeaşi pînză ca şi centrajul.

— Sectoarele sînt de plută, în număr de trei bucăţi.

**Date tehnice:**

*Dimensiuni de gabarit*: Ø 100, $h = 45$ mm.
*Greutate*: circa 300 g.
*Puterea nominală*: 1,5 VA.
*Impedanţa nominală*: 20 Ω.

**Datele tehnice ale difuzoarelor $E_2$ şi $C_3$ în comparaţie cu ale cîtorva difuzoare străine de acelaşi tip**

| Firma şi ţara producătoare | Tipul difuzorului | Dimensiuni (mm) $\varnothing \times h$ $a \times b \times h$ | Puterea (VA) | Impedanţa (Ω) | Frecvenţa de rezonanţă (Hz) | Gama de frecvenţe redate (Hz) | Inducţia în întrefier (G) | Tipul circuitului magnetic |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Electronica (R.P.R.) | C 3 | 106 × 45 | 1,5 | 20 | 180 | 150—10 000 | 8 000 | ferită, neecranat |
| Vega (Franţa) | TRP 127 | 127 × 36 | 2 | 20 | 150 | 150— 4 000 | 8 000 | metalic, ecranat |
| Grundig (R.F.G.) | 7005—007 | 115 × 47 | 1,5 | 4,5 | 200—250 | 150— 7 000 | 8 500 | ferită, neecranat |
| Electronica (R.P.R.) | $E_2$ | 100 × 180 × 67 | 3 | 4 | 120 | 110—10 000 | 9 000 | ferită, neecranat |
| Andax (Franţa) | T 12 × 19 PB 6 | 120 × 190 × 56 | 3 | 2,5 | 120 | 100— 9 000 | 6 000 | metalic, ecranat |
| Wigo (R.F.G.) | PM 180 × 130/19 | 130 × 180 × 56 | 3 | 5 | 130 | 110—10 000 | 6 500 | ferită, neecranat |

Datorită dimensiunilor mici ale membranei, a înălţimii reduse şi a profilului rectiliniu, pericolul apariţiei distorsiunilor parametrice a putut fi înlăturat prevăzînd două adîncituri concentrice pe suprafaţa membranei. Rilele membranei au un profil sinusoidal.

— Centrajul executat din ţesătură de bumbac, opalajur, impregnată, este de tip cupă, cu dimensiuni reduse.

— Bobina mobilă este bobinată cu sîrmă de Cu Em Ø 0,08 mm, fiind de impedanţă mărită (20 Ω). Diametrul bobinei este mare, cu bobinaj axial scurt, obţinînd o caracteristică de frecvenţă ameliorată la frecvenţe înalte.

*Frecvenţa de rezonanţă*: 180 Hz.
*Domeniul nominal de frecvenţă*: 150—10 000 Hz.
*Neuniformitatea caracteristicii de frecvenţă*: maximum ± 9 dB.
*Presiunea acustică medie*: minimum 85 dB/W.

Difuzorul nu are distorsiuni parametrice în domeniul nominal de frecvenţă.

Prezentarea datelor tehnice ale difuzoarelor $E_2$ şi $C_3$ în comparaţii cu ale difuzoarelor străine de acelaşi tip este dată în tabela prezentată mai sus.

## *Note tehnice externe*

### Difuzarea selectivă a informației

Una dintre multele probleme legate de creșterea „explozivă" a volumului de informații tehnice este greutatea tot mai mare ca un cercetător să se asigure că este la curent cu toate realizările noi în specialitatea sa îndată ce acestea sînt anunțate. Teoretic este posibil ca o persoană să se țină la curent cu literatura de specialitate citind numeroasele liste de articole publicate și nepublicate care apar săptămînal, bisăptămînal sau lunar și alegînd pentru studiu ceea ce-l interesează. De fapt nici un cercetător n-are timp pentru așa ceva.

Una din căile de învingere a acestei greutăți ar fi crearea unui serviciu care să examineze fiecare publicație și să fie capabil să stabilească ce-l interesează pe fiecare cercetător. Acesta ar urma să fie înștiințat de ceea ce se pare că l-ar putea interesa. Este clar că, la un număr mare de beneficiari, un astfel de serviciu nu ar mai putea lucra manual, și ar trebui să folosească tehnica modernă a prelucrării datelor.

Aceasta este ideia pe care a sugerat-o lordul Mountbatten în adresa către președintele Consiliului Național pentru cercetări în electronică la simpozionul pentru industria electronică ținut la data de 10 noiembrie 1964. Consiliul propune să se studieze un sistem de difuzare selectivă a informației (SDI) care să fie pus la dispoziția cercetătorilor. În calculator ar urma să fie memorat un profil al fiecărui beneficiar în forma termenilor de index folosiți în acest sistem. Documentele primite vor fi indexate după aceeași termeni iar detaliile vor fi memorate într-o a doua memorie a mașinii. Săptămînal cele două memorii vor fi comparate și fiecare document a cărui indexare corespunde destul de bine unui „profil" individual va fi trimis la destinatar.

În sistem se include și un element de reacție, beneficiarii trimițînd o dată cu documentele înapoiate o scrisoare în care arată dacă documentul în cauză i-a interesat sau nu. Această informație va permite ajustarea permanentă a profilelor abonaților pentru ca necesitățile lor să fie servite cît mai exact posibil.

În proiectul propus, Consiliul speră să obțină colaborarea a circa 800 cercetători din industrie, universități și școli tehnice și din institute de cercetări de stat. Aceștia vor fi aleși în modul cel mai reprezentativ posibil din toate domeniile cercetării de electronică și din toate categoriile, de la inginer la conducător științific și de la student la profesor.

Pe lîngă ținerea la curent a abonaților, proiectul prevede și un buletin săptămînal constînd dintr-o relatare a tuturor informațiilor primite în cursul săptămînii clasificate pe categorii mari. Se mai propune ca informația acumulată să fie accesibilă pentru cercetări bibliografice ulterioare cu ajutorul calculatorului la cerere.

Consiliul Național pentru cercetări în electronică a recomandat Departamentului pentru cercetare științifică și industrială ca montajul, punerea în funcție și probarea unui astfel de sistem să facă obiectul unui plan trienal. Electronica este un domeniu de preocupări care se găsește în fața unei nevoi stringente de a trata într-un fel problema informației și este foarte bine că mașinile de calcul electronice îi pot veni în ajutor.

Propunînd aceste cercetări, Consiliul Național este convins că ele vor avea importanță mult dincolo de domeniul electronicii și se vor putea aplica pe scară națională în toate domeniile științei și tehnologiei.

(Din „The Radio and Electronnic Engineer", noiembrie, 1964).

### Capacitatea de înformare a văzului uman

Capacitatea simțului vizual considerat ca un canal de informație este, după calculele unui inginer australian, de $2{,}5.10^5$ biți/s. S-ar părea că această cifră este aproape de realitate. Aceasta înseamnă că un canal de transmisiune pentru televiziune, care ocupă o lărgime de 6 MHz și permite redarea a 10 trepte de nuanță distincte, este de aproape 100 ori mai larg decît este necesar. Sistemele de televiziune actuale sînt departe de a fi adaptate, din punct de vedere al informației, la destinatarul lor, ochiul omenesc, ele pot prezenta mai multe informații decît distinge ochiul într-un timp dat, dar există și date pe care ochiul le-ar percepe, însă sistemele de televiziune nu le redau. Concluzia acestor studii este că în domeniul televiziunii cercetările de teoria informației mai pot aduce reduceri de bandă ocupată și îmbunătățiri ale calității subiective a imaginilor.

Principalul izvor de dezadaptare se pare că este puterea separatoare diferențiată a ochiului : cînd atenția este îndreptată asupra unei porțiuni — relativ mici — de ecran, restul ecranului este perceput cu o definiție mult mai redusă decît aceea cu care este redat în televiziune.

(Din „The Radio and Electronic Engineer" noiembrie, 1964)

### Satelitul de telecomunicații „Early Bird"

În aceste zile „Early Bird" — pasărea matinală — și-a luat zborul în spațiul cosmic, inaugurînd seria sateliților comerciali de telecomunicații. Lansarea s-a făcut cu ajutorul unei rachete purtătoare cu trei trepte de tip „Thor-Delta" prevăzută cu trei rachete laterale.

„Early Bird" a fost plasat pe o orbită staționară deasupra Oceanului Atlantic al cărui apogeu atinge 35 560 km, iar perigeul 1 376 km. Pentru a se asigura sincronizarea mișcării satelitului cu mișcarea de rotație a Pămîntului, pe bordul satelitului se află un motor rachetă ce funcționează pe bază de carburanți solizi. Satelitul este în greutate de 37,5 kg și ar urma, după o perioadă de reglare, aproximativ pe la începutul lunii iunie să fie folosit pentru transmisii telefonice, telex și de programe televizate între Europa și America de Nord. „Early Bird" constituie o remarcabilă realizare tehnico-științifică, putînd asigura 240 convorbiri telefonice simultane.

De altfel satelitul a recepționat și a retransmis la numai 12 ore de la lansarea sa de la Cap Kenedy, primele imagini experimentale de televiziune. Semnalele au fost trimise de la stația terestră din Andover în timp ce satelitul trecea deasupra Americii de Sud.

„Pasărea matinală" a fost realizată la comanda societății Comsat (Communication Satelit Corporation), organ particular aflat sub controlul guvernului S.U.A. Conform unui acord semnat anul trecut, un oarecare rol de conducere în Comsat îl are, pînă în 1970, și un comitet interimar din care fac parte mai multe state vest-europene, precum și Canada și Japonia, părtașe la cheltuielile așa-numitului „sistem de bază" al societății.

Satelitul urmează să fie plasat pe o orbită pe care se va deplasa cu viteza de rotație a pămîntului, în așa fel, încît să se mențină într-un punct fix deasupra Atlanticului între America și Europa.

(Din „Journal des télécommunications", aprilie, 1965).

## Redresoare cu siliciu bazate pe fenomenul de avalanșă

Redresoarele termionice de înaltă tensiune din emițătoare încep să fie înlocuite prin redresoare cu siliciu bazate pe fenomenul de avalanșă, deoarece acestea au o durată de viață mai lungă. Firma Standard Telephones and Cables Ltd produce trei tipuri de redresoare de acest fel, dotate cu același tip de soclu ca și tuburile pe care le înlocuiesc. Un tip este prevăzut pentru 250 mA la 1,6 kV, altul pentru 250 mA la 10 kV — acestea fiind capsulate și răcite natural — iar al treilea, prevăzut pentru 1,25 A la 10 kV, nu este capsulat și necesită răcire cu aer forțat.

(Din „Wireless World", ianuarie, 1965).

## Oscilator cu faza variabilă

O firmă engleză a produs un nou tip de aparat de laborator : un generator de unde sinusoidale, pentru frecvența între 1 Hz și 100 kHz, prevăzut cu trei ieșiri : una pentru semnalul de referință, a doua pentru un semnal defazat cu 90° și a treia pentru un semnal cu defazaj reglabil între 0 și 360°. Parcurgînd un cadran întreg amplitudinea semnalului de fază variabilă se păstrează în limitele de ±1%. Defazajul se obține injectînd în patru puncte echidistante ale unui potențiometru toroidal patru tensiuni egale și defazate cu cîte 90°.

(Din „Wireless World" ianuarie, 1965).

## Înregistrarea electronică a fenomenelor instantanee

Două institute de cercetări engleze au pus la punct un dispozitiv care permite înregistrarea și examinarea ulterioară a evenimentelor durînd fracțiuni de microsecundă. Imaginea se formează pe o fotocatodă, este transportată electronic prin emisiune secundară, iar explorarea imaginii — care altfel se poate păstra indefinit ca relief de potențial — se face neutralizînd punct cu punct acest relief. Placa colectoare situată în spatele ecranului explorat primește și transmite succesiv aceste impulsuri de tensiune.

(Din „Télévision" ianuarie, 1965).

## Comutator de programe radiofonice Pentaconta

Casa Radiofoniei din Paris a fost echipată cu un comutator de programe de tip Pentaconta special construit pentru a nu introduce zgomote și distorsiuni. Cel mai important dintre subansamble are 40 blocuri care combină 168 intrări cu 110 ieșiri. Diafonia între circuite este atenuată cu peste 88 dB.

(Din „Electrical Communication", decembrie, 1964).

## Tub electronic care amplifică lumina naturală de milioane de ori

În Anglia a fost elaborat un tub electronic care amplifică lumina naturală de milioane de ori și oferă astfel posibilitatea să facă văzut un obiect în plină noapte chiar cu cerul acoperit. Tubul de mai sus este deosebit de rezistent la trepidații. Se prevede o folosire intensă a acestui tub în astronomie, fizică atomică și forțele armate.

Cantitatea foarte redusă de lumină care există și în noaptea întunecoasă ajunge la un strat sensibil la lumină. Din acest strat se dizolvă electroni care se accelerează de o tensiune înaltă și cu ajutorul unui cîmp magnetic puternic se proiectează pe un ecran. În imediata apropiere a acestui ecran se află un alt strat sensibil la lumină și care, la rîndul său, va dizloca o cantitate mai mare de electroni.

Procedeul de mai sus repetîndu-se într-o cascadă de 4 ori face ca lumina să fie amplificată de peste un milion de ori.

(Din „Industriekurier", octombrie, 1964).

## Primul laser realizat în R. S. F. Jugoslavia

Un grup de colaboratori ai Institutului de Fizică din R. S. Serbia a construit un laser care se află în faza de încercări.

Cristalul laserului are forma unui cilindru cu diametrul de 12 mm și lungimea de 15 mm. El este prevăzut la capete cu reflectoare dielectrice. Tubul în formă de spirală este executat din cuarț și umplut cu xenon sub presiunea de 120 mm coloană de mercur. Tubul este acoperit cu un reflector din oțel inoxidabil bine lustruit. Tubul cu xenon este alimentat la o tensiune de 2 500 V.

Laserul cu cristal generează fascicole de lumină coerentă cu durata de 400—1 600 μs.

(Din „It Novine", noiembrie, 1964).

## Mașină electronică de calcul, tranzistorizată

Secția de electronică și de telecomunicații a întreprinderii „Philco Corporation" din S.U.A. a realizat o mașină electronică de calcul microminiaturizată, care are mărimea a două pachete de țigări. Acest tip de creier electronic a fost conceput spre a folosi la sateliți.

Mașina poate înregistra și prelucra un milion de informații pe secundă, și poate debita 64 000 informații pe secundă.

Greutatea mașinii este de 280 g. Alimentarea cu energie electrică se face cu o singură baterie de buzunar de 4,5 V.

Elementele de memorizare constau din ferite deosebit de rezistente și care lucrează în condiții perfecte în gama de temperatură între —55° și +100°C.

Randamentul acestei mașini este echivalent cu cel al unei instalații tranzistorizate cu un volum de 600 ori mai mare și de 100 ori mai grele.

(Din „Industriekurier", decembrie, 1964).

## Ionosfera „în cameră"

Legătura prin radio pe unde ultrascurte dincolo de limitele vizibilității directe, este posibilă numai pentru că undele de radio se reflectă de la ionosferă ca de la o oglindă. Dar semnalul de radio nu numai că este reflectat ci și refractat și deformat de ionosferă. Aceste deformări depind de starea ionosferei, care, la rîndul ei, depinde de activitatea Soarelui, de timp (zi, noapte).

Oamenii de știință au elaborat modele teoretice ale ionosferei. Datorită acestor modele se poate calcula gradul de siguranță al comunicațiilor pe frecvența aleasă.

O firmă americană a realizat o instalație la care se pot crea în mod artificial condițiile de trecere a undelor de radio prin ionosferă. Este vorba de o instalație extrem de complicată, alcătuită din 11 generatoare de înaltă frecvență, numeroase atenuatoare de semnal și alte dispozitive.

Important este faptul că diverse caracteristici ale ionosferei se pot reproduce la această instalație separat una de cealaltă.

Ionosfera „de cameră" va fi de ajutor în proiectarea unor linii de comunicații mai sigure și mai perfecte.

(Din „Znanie-Sila", noembrie, 1964).

## Transmiterea prin canale telefonice a fotografiilor în culori

La Leningrad a început fabricarea unei aparaturi perfecționate pentru transmiterea la distanțe mari a imaginilor în mai multe culori, prin canale telefonice obișnuite. Specialiștii sînt de părere că această aparatură „constituie o variantă apropiată de sistemele de exploatare cu ajutorul cărora se va dezvolta în viitor transmiterea comercială a imaginilor în culori între orașe și țări".

În U.R.S.S. a fost experimentat cu succes primul prototip al acestei aparaturi cu ajutorul căreia a fost realizat un ciclu experimental de transmisii din Leningrad la Moscova și de la Moscova la Leningrad.

Prin calitatea lor, o serie de fotografii transmise la o distanță de 650 km nu sînt inferioare acelora pe care revistele ilustrate le publică în suplimentele lor colorate.

V. Odnolko, conducătorul grupului de constructori care lucrează în acest domeniu, a precizat că sistemul se bazează pe teoria „tricoloră a văzului" (orice culoare se obține în funcție de raportul dintre culorile roșu, albastru, și verde).

În dispozitivul de transmitere, un fascicul alb de lumină „ilumineaza" suprafața originalului și, în funcție de culoarea uneia sau alteia din detaliile sale, lumina sa reflectată capătă o anumită nuanță.

În sistemul de divizare a culorilor, lumina reflectată este defalcată în trei componente (roșie, albastră, verde) care apoi se transformă într-un semnal electric complicat ce poate fi transmis printr-un canal. În sistemul de recepție procesul se desfășoară în ordine inversă.

Pentru transmiterea fotografiilor de 220 × 300 mm este nevoie de 25 min. Folosind însă un sistem de canale, durata transmiterii poate fi redusă, transmițîndu-se prin fiecare din ele numai o parte a originalului.

(Din „Znanie-Sila" noiembrie, 1964).

## Trecerea rețelei telefonice din S. U. A. la aparatură electronică

În condițiile folosirii radioelectronicii în telefonie va apare, de pildă, posibilitatea de a se pune în funcțiune prin telefon o mașină de gătit dintr-un apartament sau, în condițiile unei absențe îndelungate, să se comute automat telefonul pe un alt număr. În cazul în care telefonul respectiv este ocupat, noul sistem de legătură telefonică va permite formarea automată a numărului după ce telefonul abonatului se va fi eliberat.

Centrala telefonică „Pennsylvania-6" din New York a fost trecută în întregime la utilaj electronic. Trecerea întregii rețele telefonice din S.U.A. la aparatura electronică va necesita cheltuieli de 12 miliarde dolari și această operație va dura 35 de ani.

Comutarea electronică va permite fiecărui abonat să-și adapteze telefonul la nevoile sale. Fiecare abonat va avea posibilitatea să-și înregistreze comenzile pe elementul purtătorului magnetic de la centrala telefonică. Așa, de pildă, dacă abonatul pleacă de acasă, el poate forma, codificat în formă binară, numărul telefonului unde se va afla și toate apelurile vor fi dirijate la acest număr.

Deseori, numerele formate pot fi înregistrate pe purtătorul magnetic de la centrala telefonică în formă codificată și ca urmare, cînd va fi nevoie să se formeze numărul respectiv, abonatul nu va avea decît să formeze numere scurte, de exemplu, din trei cifre, în loc de șapte. Dacă numărul căutat este ocupat, noul sistem va permite racordarea automată după ce linia se va fi eliberat. Noul sistem va permite, de asemenea, formarea automată a numerelor cîtorva abonați pentru a se putea efectua o convorbire în grup.

Cîțiva factori influențează termenele introducerii noului sistem în locul celui electromecanic, actualmente în vigoare. Factorul cel mai important îl constituie durata de funcționare a utilajului existent și cheltuielile implicate de repararea sa.

Sistemul electronic de comutare nu constituie singurul element nou în tehnica comunicațiilor telefonice. Așa, de pildă, se elaborează un nou tip de aparat telefonic în care se folosește un sistem de formare a numerelor prin apăsarea pe butoane în locul celui cu disc, existent actualmente. Aparatul cu butoane este legat de centrală printr-o serie de semnale cu tonalitate diferită. Acest sistem oferă largi posibilități. De exemplu, în condițiile unui astfel de sistem telefonic se poate automatiza executarea comenzilor, activitatea unui serviciu de informații etc., prin montarea, împreună cu aparatul telefonic a unei aparaturi de informație, sau înregistrare, la locul de deservire. Astfel, comenzile de alimente care să fie aduse acasă se pot automatiza prin montarea la postul de primire a comenzilor a unui înregistrator automat de comenzi care să funcționeze în conformitate cu o listă codificată. Se poate afirma că numărul aplicațiilor posibile ale noului sistem este aproape nelimitat. Astfel, prin telefon se poate porni sau opri un frigider, o mașină de gătit electrică, instalația de aer condiționat etc.

Într-o serie de cazuri, aparatele cu butoane vor fi introduse înainte de aparatura electronică la centralele telefonice și vor fi introduse în rețele utilate cu noul sistem electronic de comutare.

În afară de aceasta, o dată cu dezvoltarea liniilor submarine cu cablu, precum și a sistemelor implicînd folosirea sateliților artificiali, apare posibilitatea de a asigura fiecărui abonat legătura cu orice punct de pe glob. În prezent, în S.U.A. operatorii dispun de posibilitatea de a-i conecta pe abonați nemijlocit cu numere din rețele telefonice din Belgia, Franța, R.F.G., Anglia, Olanda și Elveția. Etapa următoare o constituie asigurarea pentru fiecare abonat a posibilității de a realiza el însuși un astfel de contact nemijlocit. În cadrul măsurilor pregătitoare pentru asigurarea posibilității formării nemijlocite a numerelor telefonice cu orice punct de pe glob, fiecărei țări din lume i s-a atribuit un număr de cod. Toate țările africane au un număr de cod care începe cu cifra 2 (Togo are numărul 228, Etiopia — 251). La centralele telefonice vor exista mijloace de legătură directă cu alte țări.

În sistemul electronic de comutare se folosesc tranzistoare. La centrala telefonică „Pensylvania 6" se vor folosi 54 000 de tranzistoare. Ca spațiu, noua aparatură va ocupa cu 30% mai puțin decît vechiul utilaj. Pe măsură ce se va perfecționa, aparatura electronică va ocupa cu 75% mai puțin spațiu. Datorită folosirii tranzistoarelor în locul releelor electromagnetice, se sporește viteza funcționării întregii centrale telefonice, deci vor obține un mai mare volum al informațiilor debitate într-o unitate de timp.

În condițiile regimului obișnuit de lucru, un comutator automat electronic va înlocui cinci sau șase comutatoare electromagnetice. Atunci cînd se deteriorează o piesă sau un element al aparatului, se introduce un alt element analog. În timpul unei solicitări mai reduse, aparatura va funcționa în regim de autocontrol.

(Din „New York Times", septembrie, 1964).

## Elicopter propulsat de la sol cu ajutorul undelor electromagnetice

În Franța a fost prezentat de curînd prototipul unui elicopter care s-a ridicat în aer la 18 m, fără a duce cu el nici cea mai mică sursă de energie. Energia i-a fost furnizată de pe sol, de la distanță, sub forma undelor electromagnetice.

Se poate spune, cu alte cuvinte, că „carburantul" folosit la propulsarea elicopterului, a fost literalmente

„radiotelegrafiat". Aceasta a fost prima demonstrație în public a „levitației" cu ajutorul undelor herțiene.

Se știe că undele de radio obișnuite sînt purtătoare de energie și că această energie este folosită în emisiunile radiofonice sau televizate sau pentru teleghidarea rachetelor. Dar această energie este infimă. Aceste unde de radio nu sînt capabile decît să moduleze informațiile ce le sînt transmise grație formelor pe care pot să le ia aceste unde, și care servesc la codificarea sunetelor de radio sau imaginilor de televiziune. Dar pentru ca aceste semnale să devină auzibile sau vizibile, sau pentru a transforma într-un satelit mesajele de radio în manevre telecomandate, ele trebuie mai întîi să fie amplificate de mii de ori și de aceea, energia trebuie luată „la fața locului", furnizată sistemului de curent electric, fie branșînd postul pe circuit, fie utilizînd baterii într-un aparat cu transzistoare, fie captînd energia solară într-un satelit sau înzestrîndu-l cu un reactor nuclear miniaturizat. Oricum ar fi, departe de a fi o sursă de energie, undele de radio implică necesitatea de a poseda energie la „domiciliu". A teleghida un obiect prin radio nu mai este în zilele noastre ceva neobișnuit. Pînă în prezent însă, nu s-a reușit telepropulsarea prin radio a unui obiect. Niciodată încă undele herțiene nu au putut fi folosite pentru a pune în mișcare un motor. Ori iată că s-a realizat primul motor cu unde scurte.

O antenă parabolică dirijează spre elicopter energia electromagnetică produsă de un generator de unde scurte, cu un tub amplitron de 5 kW. Elicopterul captează razele cu ajutorul unei antene compuse din mii de diode mici care convertesc energia undelor scurte în curent continuu care, la rîndul său, alimentează motorul și pune în acțiune paletele rotorului. Tuburile emițătoare pe care le pregătesc cercetătorii vor avea o putere de 100 de ori mai mare decît aceea a tubului folosit în cazul de față și vor menține elicopterele la o altitudine de 15 000 m.

Secretul acestei performanțe rezidă, în „coerența" undelor : pentru a concentra energia lor este nevoie ca ele să fie înmănunchiate într-un fascicul cît mai restrîns. Pentru aceasta sînt necesare tuburi cu emisie specială, supertuburi radar capabile să trimită cu o putere uriașă radiații de ultraînaltă frecvență, adică de lungimi de undă foarte mici. „Hiperfrecvențele" sînt, deci, acelea care dețin secretul transmiterii energiei transmise la distanță.

Undele scurte sînt acelea care se pretează la concentrarea într-un fascicol focalizat cu o antenă de dimensiuni rezonabile. Din păcate, hiperfrecvențele se realizează greu și pentru a putea „domestici" electronii, pentru a obține în același timp un cîștig în ceea ce privește frecvența și puterea s-a inventat clystronul, magnetronul, carcinotronul și în sfîrșit, amplitronul, ultima realizare a societății Raytheon, care alimentează motorul elicopterului despre care s-a vorbit mai sus.

Și aceasta nu este decît începutul. Transmiterea la distanță a unei cantități mari de energie, fără alt suport decît spațiul, este o tehnică cu mari perspective. Ea va permite alimentarea continuă cu energie a platformleor aeriene și menținerea lor în văzduh la fel cum o minge se menține pe un jet de apă.

(Din „Science et Vie", ianuarie, 1965).

## Sudură prin ultrasunete

Mai multe case producătoare de echipament radio au elaborat echipamente de sudură cu ajutorul ultrasunetelor. Un oscilator cu tuburi sau tranzistoare furnizează o oscilație de ordinul 20 kHz, care este transformată în vibrație mecanică prin acționarea unui element magnetostrictiv. Vibrația este transmisă la capătul unei „Sonotrode", care acționează ca un mic ciocan pneumatic de foarte înaltă frecvență. Eforturile locale instantanee provoacă sudarea pieselor în contact, apăsate relativ slab una față de alta, rezistența mecanică a punctelor de sudură atingînd 90% din cea a materialului brut.

Sudura prin ultrasunete reușește nu numai asupra metalelor, ci și asupra dielectricelor, inclusiv a ceramicii care nu poate fi sudată prin înaltă frecvență. Se pot realiza pe această cale și suduri de metale pe germaniu sau siliciu, de exemplu conectarea unor fire foarte subțiri pe stratul de aur depus prin vaporizare al unui tranzistor.

(Din „Funkschau", nr. 2, februarie, 1965).

## Utilizarea elicopterului la construcția liniilor telefonice

În Elveția, unde terenul foarte accidentat face pe alocuri imposibil accesul camioanelor pe șantier, transportul materialelor (cabluri) a început din 1964 să se efectueze cu elicopterul. Capacitatea de transport a unui elicopter cu reacție fiind de cca. o tonă, tamburele de cablu au fost transportate unul cîte unul de la capătul șoselei pînă în punctul de folosire, distribuirea a 15 tambure pe o rută de 3,5 km necesitînd mai puțin de 2 ore și făcîndu-se cu cheltuieli mult mai mici decît dacă s-ar fi recurs la cărăuși. De asemenea pare avantajoasă folosirea elicopterului pentru transportul personalului și aparatelor echipelor de revizie și intervenție.

(Din „Technische Mitteillungen PTT", februarie, 1965).

## Teleimprimatoare pentru 200 caractere pe secundă

Teleimprimatoarele obișnuite, cu viteza de 50 baud înscriu 6,6 caractere pe secundă. Viteza lor nu poate fi mărită prea mult fără a face apel la o nouă tehnică. Un teleimprimator pentru 200 caractere pe secundă (1500 baud) folosește pentru imprimare 2 capete cu 72 caractere comandate electronic. Fiecare caracter este format cu ajutorul unei matrici de 5 x 7 puncte și prin folosirea teluriului electrolitic se realizează o imprimare clară și nealterabilă. Transmițătorul folosește transformarea fotoelectrică a semnelor care îi sînt furnizate. Banda folosită este de 3 kHz.

(Din „Electrical Communications", nr. 4, 1964).

## Radiorelee cu lumină infraroșie

Cu ajutorul diodei PEIAF emițătoare de raze infraroșii, s-a construit un echipament capabil să transmită vorba și muzica. Legăturile realizate sînt de ordinul kilometrilor și prezintă interes pentru traversarea fluviilor sau pentru realizarea de comunicații pe șantiere de durată scurtă pentru a evita rețelele aeriene. Fasciculare este mai strînsă decît în microunde. Fasciculul de lumină este modulat în frecvență cu o bandă îngustă. Sistemul poate fi folosit și pentru detectarea incendiilor ceței pe aeroporturi, controlul perimetrelor largi etc.

(Din „Electrical Communications", nr. 4, 1964).

## Microfon ultraminiatură

Un microfon proiectat pentru instalațiile de pe astronave poate fi utilizat și scopuri obișnuite dimensiunile și greutatea lui fiind atît de mici încît să poată fi atașat la o ramă de ochelari. Aparatul poate rezista unor șocuri de 10 000 g. El cuprinde un microfon magnetic și o cască. Sunetele sînt transmise de la gură pînă la microfon printr-un tub acustic dispus de la gură pînă la aparat. El este foarte comod pentru instalații de telecomunicații mobile.

(Din „Industrial Electronics", martie, 1965).

## Radiolocatorul „Haystack"

În Statele Unite ale Americii se fac experienţe cu un radiolocator „Haystack" care va putea urmări obiecte cu secţiunea transversală de 1 $m^2$ la distanţa de 16 000 mile, precum şi obiecte cu secţiunea transversală de 10 $cm^2$ la distanţa de 2 000 mile. Radiolocatorul va fi folosit atît pentru urmărire cît şi pentru cercetări radioastronomice.

Radiolocatorul „Haystack" este dotat cu o antenă rotitoare cu reflector parabolic avînd diametrul de 120 picioare. În timpul funcţionării pe frecvenţa de 10 Ghz, lăţimea diagramei de orientare a antenei în punctele cu jumătate de putere este de 0,05°. Eroarea maximă în ceea ce priveşte orientarea antenei nu depăşeşte 0,005°. La confecţionarea antenei sînt inevitabile unele abateri faţă de proiect în ceea ce priveşte forma antenei. S-a constatat că aceste abateri nu depăşesc 0,075 ţoli.

Dispozitivele de recepţie şi emisie ale radiolocatorului „Haystack" sînt asamblate din blocuri demontabile. Dispozitivul de recepţie cu banda largă poate funcţiona pe frecvenţe de 5 Ghz, 8 Ghz, şi 15,5 Ghz, iar în viitor va putea funcţiona şi pe frecvenţele de 35 Ghz, 1 420 şi1 670 Mhz. La înfăptuirea legăturii în gama X, radiolocatorul cu regimul de emisie neîntreruptă va avea la ieşire puterea semnalului de 100 kW. Radiolocatorul este prevăzut cu un amplificator parametric răcit, datorită căruia temperatura de zgomot nu depăşeşte 80°K. În viitor, în locul acestui amplificator, se prevede folosirea unui amplificator neracit pe bază de masă, proiectat de specialiştii laboratorului Lincoln. Prin folosirea lui, temperatura de zgomot va fi redusă la aproximativ 30°K. Coeficientul teoretic de amplificare a radiolocatorului „Haystack" este de 67—68 dB.

Radiolocatorul „Haystack" va fi folosit pentru urmărirea obiectelor cosmice, pentru legături cu aparatele cosmice, pentru efectuarea cercetărilor radioastronomice, precum şi în experienţele după proiectul „Westford" (radiocomunicaţii la distanţe mari folosind ca staţii releu fibre-dipoli plasate pe o orbită în jurul pămîntului).

(Din „Missiles and Rockets", octombrie, 1964).

## Tehnica nouă în telecomunicaţii

Într-un articol apărut în revista engleză „Discovery" se subliniază că în Europa şi America de Nord este necesar ca reţeaua de telecomunicaţii să fie extinsă anual cu 15% sau să-şi dubleze capacitatea la fiecare cinci ani.

Cele mai mari necesităţi se simt în domeniul telefoniei, telegrafiei şi televiziunii. La acestea se adaugă însă şi alte moduri de transmisie care vor accelera expansiunea telecomunicaţiilor. Această situaţie determină pe specialişti să creeze o nouă tehnică de telecomunicaţii, care să fie în acelaşi timp mai sigură şi mai rentabilă.

Se ştie de mult că tehnica de transmisie multiplă este mai ieftină decît cea de transmisie inidividuală. Cu alte cuvinte, cu cît este mai largă gama de frecvenţe a unei legături de transmisie, cu atît mai mici sînt cheltuielile fiecărui circuit în parte. De aceea au fost studiate în special acele procedee tehnice care permit o gamă largă de frecvenţe şi reduc în acelaşi timp, pe cît posibil, puterea semnalului.

La majoritatea cablurilor mari „informaţia" se transmite prin unde electromagnetice ale căror amplitudini sînt modulate — puterea semnalului depinde de „informaţie". Undele pot avea frecvenţe diferite, astfel încît printr-un canal se pot transmite simultan mai multe „informaţii" fiecare dintre ele avînd gama sa de frecvenţe. Această tehnică a şi fost dezvoltată atît de mult încît cu greu se pot prevedea noi perfecţionări. De pildă, prin canalele cu cabluri coaxiale se pot transmite simultan 2 700 de convorbiri telefonice. Capacitatea fiecărui canal s-ar putea mări şi mai mult folosind frecvenţe mai înalte, însă aceasta ar crea două probleme: precizia mecanică a canalului ar trebui să fie extrem de perfecţionată, iar amplificatoarele care sînt dispuse în prezent la fiecare trei mile, ar trebui instalate la distanţe mai mici pentru a se împiedica scăderea intensităţii, ceea ce la frecvenţele înalte este inevitabil. In acest caz s-ar naşte şi problema alimentării amplificatoarelor.

În afară de unde electromagnetice, în sistemul de transmisie la distanţe mari un rol important revine şi microundelor de radio. Acestea se bazează, în general, pe modularea frecvenţei şi sînt folosite astăzi pe frecvenţe de 2—11 MHz. Noile cercetări sînt îndreptate spre mărirea capacităţii de transmisie sub orice formă; în prezent capacitatea unui emiţător ajunge la 1 800 de linii telefonice, iar experienţele au arătat că pot fi realizate şi 2 700 linii. Specialiştii studiază problema emiţătoarelor cu radiofrecevenţe de peste 11 MHz, deoarece cu cît frecvenţa este mai înaltă cu atît mai uşor pot fi realizate unde radio orientate care să fie de calitate bună şi să necesite antene mai mici şi mai ieftine. A fost studiată chiar şi posibilitatea folosirii frecvenţelor de 40 MHz; neajunsul constă însă în aceea că atmosfera, mai ales ceaţa şi ploile, absorb în mare măsură aceste frecvenţe.

Totuşi, aceste frecvenţe înalte ar putea fi folosite dacă ar fi transmise printr-un ghid de unde care să le protejeze de influenţa atmosferică. Atenţia oamenilor de ştiinţă a fost atrasă îndeosebi de o linie de transmisie, sub forma tubulară potrivită, pentru producerea undelor electromagnetice speciale TE01. Aceasta se mai numeşte şi modelul electrocircular. Simplitatea transmisiei prin acest model constă în aceea că la frecvenţe înalte se pierde mai puţin curent decît la frecvenţe joase. De aceea un tub de cupru de 2,5 ţoli ar putea transmite semnale cu frecvenţă iniţială de 30 MHz. De 20 de ani se fac încercări de a realiza un ghid de unde circular care să tolereze abateri neînsemnate de linia dreaptă.

Dar, chiar şi cele mai îndrăzneţe planuri privind realizarea frecvenţelor înalte rămîn cu mult în urmă în comparaţie cu undele luminoase. Pînă de curînd folosirea frecvenţelor optice pentru comunicaţii era imposibilă: sursele luminoase produc în mod normal radiaţii incoerente de frecvenţe diferite, iar formele undelor lor nu sînt uniforme. În ultimii ani oamenii de ştiinţă au reuşit să creeze unde luminoase coerente cu ajutorul frecvenţelor înalte: de la frecvenţele folosite pînă în prezent am trecut deodată la frecevenţe de 600 milioane MHz. Se pune întrebarea dacă frecvenţele optice pot fi folosite pentru comunicaţii. Există anumite dovezi că acest lucru este posibil şi specialiştii au început să se gîndească la tuburile pentru ghidarea undelor la distanţe mari. Dar nu s-a găsit încă un mijloc adecvat care să moduleze undele de transmisie într-un mod eficient. De aceea este nevoie de încă multe cercetări pentru a se şti care este valoarea tehnică şi economică a „ghidului de unde optice".

Tehnica de transmisie submarină a rămas neschimbată timp de mai mulţi ani, pînă cînd, în anul 1956, a fost dat în exploatare cablul transatlantic cu amplificatoare. De fapt au fost instalate două cabluri (pentru două direcţii de transmisie), fiecare sub formă unui singur canal coaxial. Amplificatoarele de semnale sînt instalate la fiecare 38 de mile maritime. Cablul transatlantic a avut la început o capacitate de 36 linii telefonice. Cheltuielile pentru instalarea cablului submarin intercontinental sînt foarte mari, deoarece trebuie asigurat — ori de cîte ori linia telefonică leagă două puncte foarte îndepărtate — şi circuite separate pentru două direcţii de transmisie. În cursul unei convorbiri telefonice normale, cînd dintr-o parte se vorbeşte iar din cealaltă parte nu, este utilizat numai un singur circuit, în timp ce celălalt circuit rămîne nefolosit. De aceea s-a ajuns

la ideea ca linia telefonică să fie lăsată la dispoziția beneficiarului, numai pe timp cît vorbește ; în acest caz numărul de convorbiri poate fi aproape triplat. Acest sistem pentru care a fost construit între timp și echipamentul necesar a fost adaptat ulterior la cablul transatlantic, astfel încît capacitatea acestuia a ajuns la 138 de linii telefonice. În prezent se fac cercetări în vederea măririi capacității cablului la 1 200 de linii.

Sateliții artificiali ai Pămîntului, care îndeplinesc funcția de posturi releu între punctele foarte îndepărtate de pe fața planetei noastre, sînt folosiți drept cele mai noi mijloace tehnice pentru telecomunicații intercontinentale. Sateliții experimentali „Telstar" și „Relay" au demonstrat că pot efectua tot felul de transmisii — de la transmisia telegrafică pînă la televiziunea în culori. Mai sînt încă multe probleme de rezolvat, însă nimic nu împiedică rezolvarea lor și folosirea sateliților în acest scop. Se prevede că ei vor prelua telecomunicații publice transatlantice încă în cursul anului 1965 iar pînă în anul 1970 în toate regiunile lumii.

Pentru aceste telecomunicați se vor folosi fără îndoială sateliții plasați pe o anumită orbită, însă nu se știe încă sigur la ce altitudine. Se consideră că cea mai bună soluție ar fi plasarea sateliților deasupra paralelei ecuatoriale, la o altitudine de 22 300 mile.

(Din „Discovery", octombrie, 1964).

## Comunicațiile telefonice și telegrafice în Bulgaria

Rețelele de telecomunicații din R.P. Bulgaria se prezintă în etapa actuală după cum urmează :

### COMUNICAȚII TELEFONICE

Pentru telefonie s-au instalat două cabluri principale cu izolație din stiroflex, nivelarea folosirii sistemelor de curenți purtători, cu 60, 120 și 180 căi. Prima instalație cu 60 căi va fi dată în exploatare în 1964/1965, stațiile intermediare fiind proiectate pentru sistemele cu 120 căi. Cablul interurban din Bulgaria de nord va fi depupinizat, pentru folosirea sistemelor cu 24 și 60 căi. Se prevede dublarea liniilor principale telefonice interurbane prin legături de radio. Legăturile telefonice interurbane sînt realizate prin cabluri de înaltă frecvență, izolate cu hîrtie, precum și prin cabluri interurbane de joasă frecvență. Cablurile sînt produse de fabrica din Burgas.

Dezvoltarea planificată a telefoniei automate prevede în medie 20 de abonați la 100 de locuitori. Întrucît sistemul existent de centrale automate nu permite calcularea convorbirilor interurbane în timpul efectuării lor, s-a elaborat un sistem nou pentru realizarea acestei operații. Acest sistem va fi folosit la construirea centralelor de 10 000 și 100 000 linii cu echipament telefonic tip crossbar și electronic.

O centrală automată crossbar de 200 linii, destinată a lucra la centrala nodală pe raza de 15 km este în curs de experimentare. De asemenea s-a început construirea unor centrale crossbar de 60 linii.

În 1962 s-a terminat elaborarea unui sistem selecție la mare distanță prin legături directe între centralele nodale. Sistemul este prevăzut pentru o singură frecvență, de 2260 Hz. Se prevede posibilitatea unui control automat pentru legăturile efectuate, eliberarea abonatului din centrala terminală în cazul întreruperii legăturii, emiterea unor semnale în cazul pierderii legăturii locale etc. Pentru eliminarea greșelilor la formarea numerelor se prevede corectarea impulsurilor la ieșire din aparate. Aparatura lucrează stabil la variații ale atenuării în limitele de ± 1,5 Np. În anii 1964—1965 vor fi date în exploatare circa 250 legături telefonice interurbane, semiautomate și automate. Fabrica de telefoane din Sofia construiește două tipuri de centrale automate interioare, cu 20 și 100 de linii. Din 1959 se aplică sistemul prestațiilor telefonice automate.

### COMUNICAȚII TELEGRAFICE

Rețeaua Telex conlucrează cu rețeaua de telegrafie formînd o rețea comună, dar care urmează să fie separată în două rețele. În Sofia lucrează o centrală telex automată, iar în provinicie, 12 centrale manuale. La o centrală telex sînt conectate 15 stații apropiate, fiecare cu cîte trei teleimprimatoare și 15 stații la distanță mare, în medie cu cîte cinci teleimprimatoare.

În ultimul timp au mai fost inaugurate șase centrale automate telex, cu aparate construite în Bulgaria. Există legături telex cu aproape toate părțile din Europa și cu unele țări din America de Nord și de Sud.

(Din „Przeglad telekommunikacyjny", septembrie, 1964).

## Videomagnetofonul

În Anglia a fost proiectată o nouă instalație de înregistrare a semnalelor de bandă largă.

Instalația are ca piesă principală un tambur cu cîteva interstiții, confecționat sub forma de disc rotitor magnetic pe periferia căruia sînt fixate benzi dintr-un material magnetic subțire. Aceste benzi au porțiuni umplute complet cu material amagnetic, dar întreaga suprafață a benzii se menține netedă.

Modelul unei asemenea instalații, fabricat de firma „Vale Electronics", permite înregistrarea și redarea semnalelor sinusoidale în gama frecvențelor de 0,75—2,75 MHz. Lățimea interstițiilor este de 0,0002 țoli, viteza de rotație a tamburului 7 000 rot/min, iar viteza de deplasare a benzii — 30 țoli/s. Prin reducerea interstițiilor la 0,00005 țoli, ceea ce nu prezintă dificultăți deosebite, gama frecvențelor de înregistrat poate fi lărgită.

Modelul nu conține elemente de comandă și schemele corespunzătoare necesare pentru înregistrarea și redarea videosemnalului de televiziune. Se presupune că în acest scop pot fi folosite metodele și schemele obișnuite, care sînt folosite și pînă acum.

(Din „Electronics Weekly", noiembrie, 1964).

---

# *Referate*

GANCE, R. A. **Ryotronul, un nou dispozitiv criogenic** PIEEE, (1964), octombrie, pag. 1216—1223, 13 fig., 12 ref. bibl.

Ryotronul este o inductanță variabilă constituită pe baza fenomenelor crioelectrice și echivalează cu un cuadripol avînd circuitul de intrare izolat de cel de ieșire ; acesta din urmă reprezintă o inductanță pură, în timp ce primul reprezintă un element de comandă.

Experiența a verificat comportarea dedusă teoretic. Valoarea inductanței variază neliniar între zero și o valoare limită, putîndu-i-se da și valori intermediare. Aceste valori se stabilesc foarte repede în ambele sensuri de variație. Cîștigul dispozitivului, adică raportul dintre variația de inductanță și varia-

ţia de curent în circuitul de intrare, depinde de raportul între adîncimea de pătrundere a undelor şi grosimea materialului care separă cele două circuite ; el scade deci cu frecvenţa aplicată.

Ryotronul se poate folosi ca element în amplificatoarele parametrice, ca element logic fără memorie permanentă, şi ca element decodificator al unei memorii.

BRIDGES, I. E. **Detecţia ortogonală şi reducerea interferenţelor în acelaşi canal,** PIEEE (1964), septembrie, pag. 1022—1028, 8 fig., 3 tabl., 11 ref. bibl.

La Institutul de cercetări IIT din Chicago s-a studiat un sistem de detecţie care poate să separe între ele două unde modulate cu ambele benzi laterale şi situate aproape în aceeaşi porţiune de spectru. Nu se cere nici o condiţie preliminară de relaţii între fazele, frecvenţele sau amplitudinile celor două purtătoare. Metoda de detecţie este aşa numita detecţie ortogonală, bazată pe antrenarea frecvenţei oscilatorului local de către una din frecvenţele recepţionate şi eliminarea celeilalte prin înmulţirea cu o oscilaţie în cuadratură cu purtătoarea acesteia şi filtrarea armonicelor superioare ce iau naştere.

Zgomotul termic sau alte zgomote necoerente înrăutăţesc cu 3...10 dB raportul semnal util/semnal perturbator faţă de valoarea ideală.

Experimental s-a obţinut pe această cale o îmbunătăţire cu 25 dB a discriminării în cazul unor purtătoare apropiate şi se speră că prin folosirea eşantionării această îmbunătăţire va creşte cu încă 15 dB. Condiţia de aplicabilitate este existenţa unui singur semnal perturbator.

CHOONG WOOUG, LEE. **Analiza unui discriminator de modulaţie de frecvenţă, de bandă foarte largă,** PIEEE, (1964) septembrie, pag. 1034—1038, 4 fig., 3 ref. bibl.

Se prezintă analiza dinamică a unui discriminator de bandă foarte largă, construit dintr-o pereche de linii de transmisiune şi din rezistenţe de cuplaj. Relaţia dintre distorsiunea neliniară a undei ieşite din discriminator şi deviaţia de frecvenţă permisă a semnalului de intrare este analizată în detaliu prin metoda transformatei Fourier. Se arată că rezistenţele de cuplaj trebuie să fie egale cu impedanţa caracteristică a liniilor. Teoretic, un semnal modulat în frecvenţă cu o deviaţie egală cu cea maximă este redat de discriminator cu o distorsiune neliniară de 2,67% dacă impedanţa de intrare rămîne constantă în timpul ciclului de modulaţie. Se expun rezultatele experimentale, care verifică deducţiile făcute teoretic. Caracteristica discriminatorului este liniară pentru 40% din deviaţia de frecvenţă şi impedanţa de intrare variază cu cel mult ± 14% din valoarea ei nominală.

TROIŢKI, V. N. **Probleme de difracţie a undelor metrice şi decimetrice pe vîrfurile munţilor,** Elektrosviaz, (1964), nr. 12, pag. 9—12, 4 fig., 3 ref. bibl.

Se analizează influenţa formei coamelor de munţi în planul traseului şi în planul perpendicular pe acesta asupra nivelului cîmpului de difracţie. Se indică metode de calcul care iau în consideraţie forma obstacolului şi se sugerează metode de mărire a intensităţii cîmpului prin ocolirea artificială a obstacolelor cu ajutorul reţelelor şi lentilelor de difracţie.

Experienţa a dat în general rezultate mult diferite de cele ale teoriei difracţiei pe un cilindru parabolic (S. O. Rice) şi anume cu circa 15 dB mai slabe în polarizare verticală şi mult mai puţin dependente de tipul de polarizare. Metoda propusă de autor aproximează obstacolul prin trei plane şi dă valori mai apropiate cantitativ şi calitativ de cele măsurate.

BURNS L. L. **Memorii crioelectrice,** PIEEE (1964), octombrie pag. 1164—1176, 16 fig., 14 ref. bibl.

Fenomenul supraconductivităţii este deosebit de interesant pentru memoriile calculatoarelor deoarece la memorii cu o capacitate de cîteva milioane de biţi costul pe bit înmagazinat va fi foarte modest. Se expun expresiile aproximative ale condiţiilor de funcţionare a memoriilor peliculare continui crioelectrice, pornindu-se de la teoria elaborată de şcoala sovietică (Ginzburg şi Landau). Se arată că criotroanele pot fi adaptate la memoriile peliculare crioelectrice şi se calculează tensiunile de semnal ce se pot culege de pe dispozitivele crioelectrice şi care sînt de ordinul milivoltului în cazul unor memorii bine proiectate. Viitorul acestor dispozitive depinde exclusiv de progresul tehnologiei lor de fabricaţie şi în special de posibilitatea controlării parametrilor şi purităţii peliculelor.

BAYLISS, A. T. **Divizor de frecvenţă echipat cu o diodă tunel,** Wireless Wld, 70, (1964), nr. 6, iunie, pag. 303—304, 6 fig.

Deoarece divizoarele de frecvenţă, realizate cu multivibratoare echipate cu tuburi sau tranzistoare, nu permit obţinerea unui coeficient de divizare mai mare de zece, se propune utilizarea unui multivibrator cu diodă tunel. Se analizează funcţionarea unui astfel de multivibrator şi factorii care permit realizarea unei funcţionări stabile chiar în cazul unui coeficient de divizare de ordinul zecilor de unităţi. Se propune o schemă de principiu pentru un astfel de divizor de frecvenţă sincronizat, care realizează o divizare cu 20 a unei frecvenţe de ordinul kiloherţilor ; coeficientul de divizare poate fi mărit cel puţin pînă la 40. Schema propusă poate fi utilizată cu succes şi ca generator de bază de timp în televizoare micşorînd influenţa impulsurilor parazitare care apar pe calea de sincronizare.

SLOBODENIUK, G. I. **Comutator coaxial pentru unde decimetrice, echipat cu diode cu capacitate neliniară,** Pribori i tehnika eksperimenta, 9 (1964), nr. 2, martie-aprilie, pag. 111—112, 4 fig., 4 ref. bibl.

Noul comutator folosit în domeniul undelor ultrascurte pentru puteri mici şi echipat cu diode semiconductoare obişnuite se bazează pe variaţia rezistenţei active a diodei sub acţiunea polarizării comutate de aceasta. Pentru obţinerea unor pierderi cît mai mici se utilizează diode semiconductoare la care capacitatea tranziţiei p-n în stare blocată depinde de valoarea polarizării inverse E. Valoarea mică a pierderilor la asemenea comutatoare se explică prin faptul că în regim de lucru, la această diodă predomină în special reactanţa care pentru două polarizări diferite — $E_1$ şi $E_2$, aplicate la diode, este transformată la punctul de conectare a canalului compact fie în $Z \to 0$ (regimul de scurtcircuit), în $Z \to \infty$ (regimul de mers în gol). Se prezintă relaţiile obţinute experimental pentru pierderile directe şi pentru valorile de decuplare în ambele canale ale unui asemenea comutator decimetric coaxial.

GROOCOCK, J. M. **Probe de durată accelerate şi probe de suprasolicitări asupra tranzistoarelor,** Electrical Communication, 39 (1964), nr. 4, pag. 566—577, 4 fig., 4 tabl., 3 diagr.

Indicii de reliabilitate ai unui tranzistor, determinaţi experimental nu pot fi utilizaţi în proiectare deoarece necesită un timp prea lung pînă la stabilirea lor. Ei trebuie predeterminaţi în circumstanţe întrucîtva convenţionale. Pornind de la presupunerea funcţionării în perioada cînd procentajul defecţiunilor e constant, o încercare de lungă durată se poate înlocui cu una pe un număr mare de elemente. O altă posibilitate de accelerare a încercărilor este suprasolicitarea eşantioanelor. Se poate considera că

defectarea unui tranzistor este trecerea lui dintr-o stare termodinamică inițială într-o alta cu energie liberă mai mică. În acest caz accelerarea înseamnă ridicarea nivelului ambelor stări pentru a intra într-o zonă în care trecerea de la o stare la alta se face mai repede. Accelerarea se realizează mărind temperatura de lucru — o dată cu care se accelerează și unele procese chimice —. Uneori, variația procentajului de defectări urmează legea lui Arrhenius:

$$t = K\, e^{\left(\frac{E}{RT}\right)}$$

unde t este timpul mediu pînă la defectare, iar R este constanta gazelor. O altă lege de variație posibilă este cea a lui Eyring;

$$t = KT^{-1}\, e^{\left(\frac{E}{RT}\right)}$$

Alegerea între aceste două relații pare a nu influența prea mult rezultatele practice. Este posibil, experimentînd la diverse temperaturi, să se determine constantele K și E și apoi să se extrapoleze timpul mediu de viață la temperatură normală. Uneori, datele experimentale denotă o flexiune a caracteristicei în scară logaritmică ceea ce arată că defectarea s-a produs din cauza a două fenomene distincte, cu alură diferită în raport cu temperatura. Extrapolările de acest fel au dat, la 45°C, o viață medie de cca. $5.10^6$ ore.

Un alt procedeu prevede aplicarea suprasolicitării în trepte care poate da o informație mai bogată, dar mai puțin exactă într-un timp dat.

Suprasolicitările electrice, după experiența autorilor, nu pot da informații utile, deoarece nu produc în timp scurt deteriorări. Suprasolicitările mecanice (accelerare, șoc, vibrație, șoc termic) au dat loc la defecțiuni numeroase, și s-au obținut legi de variație aproximativ logaritmice în raport cu cauza.

* * **Tendințe noi în tehnica siliciului.** Électron. Profess., nr. 341, (1964), septembrie, pag. 59—60 și 70, 3 fig.

Procedeul folosit obține în prima fază, batoane de siliciu policristalin, descompunînd un derivat al siliciului, în prezența siliciului elementar pur; în a doua fază, batonul cristalin este purificat și transformat în monocristal. Se folosesc o topire și o cristalizare repetate, operația numindu-se tragere zonală. Elementul cel mai greu de eliminat, borul, rămîne doar în proporție de $1 : 300.10^9$.

Puritatea siliciului permite construcția unor redresoare cu tensiune inversă pînă la 200 V. Noua celulă redresoare suportă un curent direct de 100 A/cm² deși grosimea discului de siliciu este de o fracțiune de mm. Pentru fixare se folosește procedeul presării.

Tranzistoarele cu siliciu realizate au o tensiune inversă ridicată (400 V) și pot fi folosite pînă la intensități de curent de 10 A.

BARTELS, E. **Realizări în construcția tranzistoarelor plane cu siliciu,** Elektron. Rdsch, (1964), nr. 8, pag. 423—426, 13 fig., 28 ref. bibl.

Sînt descrise caracteristicile principale ale tranzistoarelor plane cu siliciu și fenomenele fizice fundamentale care intervin în funcționarea lor. Sînt analizate apoi caracteristicile tehnice ale unui tranzistor planar, în comparație cu cele ale unui transistor mesa și anume: variația factorului cu cele ale unui tranzistor mesa și anume: variația factorului de zgomot cu frecvența, variația curentului de saturație cu temperatura, variația amplificării în funcție de curent, durata de serviciu respectiv stabilitatea în timp a parametrilor enumerați.

Sînt descrise apoi ultimele realizări în construcția tranzistoarelor p-n-p cu siliciu, prin metoda dotării cu inele stabilizatoare (tranzistoare de tip Annular-Planar).

COLIN, J. E. **Filtre repetitoare,** Câbles et Transmission **18,** (1964), nr. 3, iulie pag. 219—224, 10 fig., 7 ref. bibl.

Filtrele repetitoare, caz particular al filtrelor cu atenuare de inserție sînt o extindere a filtrelor Cebîșev, corespunzînd filtrelor T din clasificația lui Glowatzki. Ele formează o clasă de filtre care necesită rezolvarea unor ecuații de grad mic, însă prezintă inconvenientul de a repeta un număr oarecare de poli, din care cauză au fost denumite „repetitoare". Se prezintă morfologia structurilor și se calculează un filtru repetitor antimetric „trece-sus". Sinteza acestor filtre nu prezintă nici o dificultate cînd frecvențele a doi poli sînt identice. Filtrele repetitoare pot constitui filtrul optim, de exemplu într-un filtru „trece-jos", cînd este necesar să se elimine în particular una sau două benzi înguste de frecvență și să se obțină o atenuare relativ importantă pentru o frecvență crescîndă indefinit. Datorită calculului lor ușor, aceste filtre pot fi utilizate în cazul filtrelor complicate, cînd rezolvarea unei ecuații de grad foarte ridicat este deosebit de dificilă.

PELEHATTI, M. I. **Comparație între stabilitățile la perturbații ale unor moduri de recepție a semnalelor telegrafice cu modulație de fază,** Elektrosveaz (1964), nr. 8, august, pag. 17—20, 1 fig., 1 tabl., 2 ref. bibl.

În sistemele telegrafice cu modulație de fază există două metode de recepție a semnalelor, în funcție de procedeul utilizat pentru înlăturarea nedeterminării de fază: prin compararea polarităților și prin compararea fazelor. Se analizează, comparativ, cele două sisteme, din punct de vedere al stabilității la perturbații. Se determină analitic caracteristicile de distribuție a erorilor în cele două sisteme, în funcție de viteza fadingului și de durata semnalului elementar. Se analizează regimurile de lucru în care este preferabilă utilizarea fiecăruia din sistemele de recepție descrise, precum și posibilitățile de micșorare a erorilor.

* * **Fazmetru funcționînd cu impulsuri,** Electronic Engineering, 36 (1964), nr. 439, septembrie, pag. 615—616.

Măsurarea defazajului între două trenuri de impulsuri binare, avînd aceeași perioadă, se realizează de obicei cu ajutorul unor scheme relativ simple. Cea mai obișnuită soluție constă în acționarea unui circuit basculant bistabil, cu ajutorul frunților anterioare ale impulsurilor din cele două trenuri.

La ieșirea circuitului basculant se obține un șir de impulsuri, acăror durată este egală cu diferența de fază dintre impulsurile incidente. Măsurînd valoarea medie a noului tren de impulsuri, se obține o valoare direct proporțională cu defazajul căutat.

În multe echipamente electronice și în special în cele utilizate în automatizări, sistemul clasic de fazmetru descris mai sus nu este satisfăcător, deoarece nu dă nici un indiciu asupra sensului defazajului.

Pentru înlăturarea acestui neajuns se propune o schemă perfecționată, care nu implică însă modificări esențiale ale schemei clasice.

Două circuite basculante de tip Schmitt permit transformarea fiecărui tren de impulsuri în cîte două trenuri identice, însă în opoziție de fază. Aceste trenuri acționează un circuit basculant bistabil, montajul funcționînd astfel, încît fruntea negativă a impulsurilor unuia dintre trenuri reprezintă întotdeauna poziția de referință în cadrul ciclului.

Într-un circuit-poartă diferențial are loc scăderea acestui tren de impulsuri dintr-unul din trenurile de intrare, obținîndu-se astfel la ieșire un alt tren de impulsuri a căror polaritate depinde de sensul defazajului căutat.

Indicația finală este proporțională cu valoarea medie a acestui tren de impulsuri și se citește pe scara bilaterală a unui microampermetru cu cadru mobil.

Întreaga schemă descrisă este echipată cu tranzistoare.

De remarcat că prin intercalarea unor preamplificatoare cu amplificare mare, înaintea circuitelor basculante de tip Schmitt, schema poate fi utilizată ca un fazmetru pentru semnale de frecvențe audio și subaudio.

MIERZEJEWSKI, J. **Standardizarea condițiilor pentru receptoare de televiziune,** Przeglad telekommunikacyjny, 36 (1964), nr. 7—8, iul.-aug., pag. 193—197.

Televiziunea radiodifuzată joacă în viață societății contemporane un rol din ce în ce mai important. Rețeaua de emisie republicană din R. P. Polonă cuprinde în prezent 16 stații în funcțiune, exclusiv stațiile de translație, iar numărul abonaților a depășit un milion. Producția de receptoare de televiziune din R. P. Polonă care a început în anul 1956, a ajuns în prezent la circa 350 000 de aparate anual. Pentru anii viitori se prevede o dezvoltare în continuare atît a rețelei de emisie, cît și a producției de televizoare. Tendința de a asigura practic în toată țara o recepție corespunzătoare, precum și anunțarea înființării unui al doilea program, pun condiții din ce în ce mai severe pentru construcția televizoarelor. Aceasta rezultă de pe urma necesității de a elimina perturbațiile, produse de stațiile de televiziune, care lucrează pe canale învecinate și de alte servicii de telecomunicații, precum și paraziților produși de alte receptoare sau de alte instalații industriale. Față de noile pretenții ale beneficiarilor, condițiile care se pun cu privire la calitatea televizoarelor, la siguranța de funcționare și la ușurința de manipulare sînt din ce în ce mai severe.

Toate aceste fenomene necesită rezolvarea problemelor în legătură cu recepția programului de televiziune în cadrul unui act normativ, denumit standard.

Aceste probleme se referă în primul rînd la cerințele și metodele de cercetare cu privire la emițătoarele de televiziune, la semnalele emise de acestea, la receptoarele de televiziune și la sursele semnalelor de perturbație.

În articol se discută, în conformitate cu titlul lucrării, numai problemele în legătură cu standardizarea condițiilor pentru receptoarele de televiziune.

Dezvoltarea lucrărilor de standardizare în domeniul receptoarelor de televiziune s-a făcut în concordanță cu creșterea experienței în producție și cu îmbunătățirea cunoașterii problemelor de deservire tehnică a beneficiarilor.

Primul proiect de standard a cuprins metode de verificări electrice, electrooptice și electroacustice. Standardul se baza pe recomandarea Comitetului Electrotehnic Internațional (CEI) și pe experiențe proprii după care s-au elaborat metodele sus-menționate. Rostul standardului a fost de a crea bazele pentru o apreciere obiectivă a calității receptoarelor de televiziune, atît în timpul încercărilor de control periodice în fabrică, cît și la recepție, prin rețeaua de prestații. Materialul obținut în timpul cercetărilor susmenționate trebuie să constituie baza pentru continuarea lucrărilor cu privire la standardizarea condițiilor generale pentru televizoare. Proiectul de standard a fost elaborat de Institutul Teletehnic și Radiotehnic.

Comitetul polonez de standardizare, după introducerea unor serii de completări și modificări redacționale, a aprobat acest proiect ca standard PN-62/T—04501 „Receptoare de televiziune. Metode de măsurare a caracteristicilor radioetlectrice, electrooptice și electroacustice" ; standardul a intrat în vigoare la 1.VI.1963.

După aceea, au fost elaborate două standarde generale care se referă și la receptoarele de televiziune și anume : standardul PN-61/E-02031 „Niveluri admisibile pentru paraziții radioelectrici industriali" și standardul PN-62/T-04502" Paraziți radioelectrici industriali. Metode tipizate de măsurare".

În anii 1960...1961, fabrica de aparate de televiziune din Varșovia în colaborare cu Institutul teletehnic și radiotehnic a elaborat un proiect de standard „Receptoare de televiziune monocromatică. Condiții generale".

Gama vastă de probleme cuprinse de proiect a fost unul dintre motivele pentru prelungirea lucrărilor cu privire la redactarea definitivă a textului standardului, ținînd seama de dificultațile existente în industrie în ce privește elaborarea construcțiilor și a metodelor tehnologice noi. Comisia de avizare a proiectelor de pe lîngă Trustul industriei electronice și de telecomunicații a adoptat, după discuții îndelungate, un text de compromis, care a fost transmis Comitetului polonez de standardizare, cu mențiunea că în curs de un an va fi necesar de a se introduce modificări și completări. Soluțiile de compromis se datoresc între altele introducerii de către Comisie a două subclase suplimentare (pentru clasele : de lux și standard), corespunzînd posibilităților actuale ale industriei, precum și eliminarea condițiilor cu privire la selectivitate, pînă cînd se vor aduna materiale și experiență corespunzătoare.

În anul 1962 a apărut proiectul de standard PN/T-6520 „Dispozitive electronice de uz general. Prescripții generale de protecție" cuprinzînd de asemenea și probleme privind receptoarele de televiziune. În trimestrul IV al aceluiași an, Institutul de teletehnică și radiotehnică a făcut propuneri pentru modificarea dispozițiilor cuprinse în proiectul de standard „Receptoare de televiziune monocromatice. Condiții generale". Propunerile Institutului de teletehnică și radiotehnică, după o anchetă preliminară în cercul producătorilor de receptoare de televiziune și după introducerea unor modificări și completări corespunzătoare, au fost supuse unei discuții în Comisia de Standardizare pe ramură a Centrului de Standardizare de pe lîngă Institutul de teletehnică și radiotehnică. Premisele proiectului prezentat au fost următoarele :

a) modificarea criteriilor clasificării ;
b) simplificarea și sistematizarea condițiilor ;
c) introducerea unor condiții climatice noi și a unor metode de verificări noi.

Ca urmare a discuțiilor s-a putut stabili textul definitiv al standardului, care a fost transmis Comitetului polonez de standardizare.

Textul proiectului adoptat de centrul de standardizare pe ramură de pe lîngă Institutul de teletehnică și radiotehnică poartă titlul „Receptoare de televiziune monocromatică. Condiții și încercări tehnice", în conformitate cu nomenclatura actuală a Comisiei poloneze de standardizare. Proiectul poate fi împărțit în patru părți. Prima parte cuprinde definiții, criterii de clasificare, condiții cu privire la marcare și etalonare, precum și standardele și documentațiile de referință. Receptoarele de televiziune se împart în trei clase, în funcție de parametrii canalelor de imagine și sunet, precum și în funcție de echipare. Aceste clase sînt următoarele : televizoare de lux-L, în execuție standard — S și în execuție populară — P. Partea a doua cuprinde condițiile tehnice, atît cele care diferă de la o clasă la alta cît și cele care se referă la toate televizoarele.

Problemele de bază ale proiectului standardului puse în discuție se referă la : selectivitate, încercări mecanice, imaginea mirei de control, dispoziții tranzitorii cu privire la condițiile de stabilit pentru capul de înaltă frecvență.

Rezultatele lucrărilor Institutului de telecomunicații privind stabilirea unei selectivități minime corespunzătoare recomandărilor CCIR privitor la coeficientul de protecție au dus la condiții care diferă

de cele din proiectul de standard, atît în ce privește alura curbei în funcție de frecvență, cît și în ce privește valorile, diferențele ajungînd pînă la 8 dB. Institutul de telecomunicații a constatat că o alură corectă a curbei caracteristicii selectivității este foarte mult influențată, între altele, de stabilitatea acordării (în primul rînd de stabilitatea heterodinei). Pentru satisfacerea condițiilor adoptate de Institutul de telecomunicații și susținute de către Ministerul de telecomunicații trebuie să fie considerabil mai severe atît condițiile cu privire la selectivitate, cît și cele cu privire la stabilitatea acordării. Industria din R. P. Polonă are în această privință multe dificultăți în ce privește materialele și tehnologia. Aceste dificultăți și-au găsit expresia prin acceptarea unei serii de dispoziții tranzitorii, indicate în lucrarea de față. Cerințele Institutului de telecomunicații și ale Ministerului de telecomunicații sînt deci în prezent imposibil de îndeplinit ; însă cu creșterea numărului de stații de emisie și de translație de televiziune se vor mări și condițiile în legătură cu eliminarea semnalelor nedorite. Deja, într-un viitor apropiat se va ridica problema unui compromis rațional între fondurile economice pentru rețeaua de emisie și progresul tehnic în domeniul fondurilor economice pentru rețeaua de emisie și progresul tehnic în domeniul receptoarelor de televiziune. Progresul tehnic, eliminînd dificultățile la recepție în cazuri de perturbații, asigură o posibilitate de absorbție pe piață, proporțională cu creșterea planificată a producției.

HERING W. **Vechea și noua tehnică telegrafică,** Fernmelde Praxis, 41 (1964), nr. 12, iunie, pag. 489—491.

Cu aproximativ 100 de ani în urmă s-a început realizarea de aparate telegrafice, cu ajutorul cărora a fost posibil să se utilizeze mai bine circuitele lungi, în ceea ce privește construcția și întreținerea lor, decît cu aparatele înscriptoare Morse și imprimatoarele Hughes. Era vorba atunci de mărirea vitezei de transmitere a semnalelor care era limitată din cauza acționării manuale. Această comprimare în timp a semnalelor (impulsurilor de curent) pe linie a fost realizată printr-un telegraf rapid, prezentat la Londra în 1867 de către Prof. Wheatstone. La acest aparat, banda perforată, pregătită anterior, era explorată de către o pîrghie de contact, transmițîndu-se astfel pe linie semnalele Morse, în mod mecanic și cu o mare viteză. Un aparat care recepționa semnalele în forma unei înscrieri prin perforare a fost construit de către Jaite la Berlin în 1869, în scopul ușurării transformării semnelor telegrafice.

În cazul unui trafic redus, deservirea necesară a procedeului Morse este relativ ridicată. Acest dezavantaj a fost înlăturat de către Baudot, la Paris în 1874, printr-un telegraf multiplu, cu transmițătoare comandate manual.

Prin intermediul unui distribuitor cu turație constantă, plasat la capetele liniei, mai multe emițătoare cu clape și receptoare de imprimare se află consecutiv în legătură, pentru scurt timp, în scopul transmiterii de către fiecare a unui semnal.

Prin această selecție în timp (procedeu multiplex de timp) apar canale separate de informații, spre exemplu, patru cu cîte 150 de semne, deci în total 600 de semne/min, pe linie.

Mersul sincron al distribuitoarelor a fost corectat cu ajutorul semnalelor de sincronizare de la una dintre stațiile terminale.

Principiul aritmetic start-stop adică (pornire-oprire) la care distribuitorul stației corectate se rotește mai repede și este oprit pentru scurt timp de către semnalul de corecție, după fiecare rotație, a fost utilizat în acest scop abia mai tîrziu, dar totuși a fost aplicat de către d'Arlincourt, la Paris, în 1870, la un telegraf de copiat.

Pentru traducerea mecanică a semnului recepționat în scriere imprimată, care se făcea cu ajutorul „Combinatorului" realizat de către Baudot, acesta a ales un alfabet de cinci semne.

Prima bandă perforată pentru acest alfabet, avînd amplasarea grupelor de perforații la fel cu cea uzuală astăzi, precum și perforatorul pentru benzi avînd o claviatură de mașină de scris, au fost realizate de către Carpentier la Paris, în 1887.

Caracteristicile funcționale principale ale teleimprimatorului sînt deci cunoscute încă de foarte mult timp. La perfecționarea aparatelor telegrafice a stat însă pe primul plan, pînă la primul război mondial, creșterea capacității de transmisiuni pe liniile dintre marile noduri ale traficului intern și internațional.

După aparatele realizate de către Baudot și Wheatstone au apărut, la începutul secolului, mașini telegrafice de diferite tipuri ale căror traductoare de recepție au început să fie echipate parțial cu imprimatoare pe coală. Această dezvoltare s-a terminat cu telegraful rapid, introdus de către Siemens în 1912, cu o capacitate de imprimare de 600...700 semne/min, totuși cea mai mare răspîndire a avut-o aparatul Hughes.

Circuitele mai puțin încărcate au fost exploatate cu aparate inscriptoare Morse, iar mai tîrziu, cu aparate cu bătăi.

Datorită multimii de aparate avînd moduri de manipulare și de funcționare diferite, exista efortul de a se realiza un aparat comod de manevrat și apt să se adapteze la toate scopurile. Dezvoltarea unei mașini de scris teleimprimatoare pe principiul start-stop a început la Creed, în Anglia și în S.U.A., în timpul primului război mondial (Morkrum-Kleinschmidt-Teletype).

O aplicare generală a acestui „inscriptor prin salt" nu a fost însă posibilă decît prin utilizarea multiplă a circuitelor în cabluri, echipate cu amplificatoare, destinate pentru telegrafie (telegrafia prin cablu de lungă distanță).

Pentru utilizarea multiplă a circuitelor în cablurile de lungă distanță serveau atunci echipamente auxiliare electrice, independente de aparatele telegrafice.

Cea mai mare importanță a căpătat-o telegrafia armonică (cu curent alternativ) la care apar mai multe canale prin separare în frecvență (multiplex de frecvență). Aceasta este cea mai veche utilizare a frecvențelor purtătoare în cablurile de lungă distanță (1922 de 6 ori, 1925 de 12 ori, 1934 de 18 ori).

Această exploatare multiplă în circuitele cu patru fire a constituit o premiză pentru formele actuale de telegrafie, ca și mașina teleimprimatoare însăși. Aceasta reprezintă încheierea a 70 de ani de eforturi pentru îmbunătățirea tehnică și de exploatare a telegrafelor imprimatoare, de la descoperirea aparatului Hughes în anul 1855.

Multe procedee ale telegrafiei, sînt utilizate în prezent pentru instalațiile de prelucrare numerică a datelor. Pentru exprimarea numerică a acestor mașini se folosesc coduri binare, de forma alfabetului de cinci semne, care sînt la fel de indicate pentru înregistrarea magnetică, și pentru înscrierea prin perforare.

Problemele care trebuie rezolvate cu ajutorul aparatelor de introducere și de eliberare a problemei, palpatoare pentru înscrierile făcute prin perforare, perforatoare și imprimatoare, sînt toate asemănătoare cu acelea folosite în instalațiile telegrafice de emisie și de recepție. Modul lor de funcționare este doar adaptat, prin mijloace ajutătoare moderne, la viteza de lucru (în parte mult mai ridicată) din aceste instalații. Astfel, spre exemplu datele rezultate ale prelucrării sînt imprimate în formă de rînduri, adică toate semnele dintr-un rînd sînt imprimate simultan. Astfel de imprimatoare pe rînd pot să realizeze cel puțin atîtea rînduri/min cîte semne pe minut poate să realizeze o mașină teleimprimatoare.



MŰSZAKI KÖNYVTÁR

## CONTENTS


621.373.43

Nistor, O. : *Low-imedance pulse generator for intense short pulses.*

The construction of pulse generatois for short and intense pulses (tens of amperes and hundreds of nanoseconds) is approached. The obtained pulses serve for the study of the p-n junctions at high injection levels.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 147–151

621.397.2 :621.374

Damachi, E. : *Open-circuit television system response at transient signals.*

The response of the open-circuit television systems at transient signals is calculated supposing the system to be linear and the amplitude-frequency response to be ideal. The theoretical and experimental results enable to estimate the influence of the partial sideband rejection on the transmission quality.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 152–157

621.376.3

Rodeanu, E. : *Low-frequency wide-band, high-linearity discriminator.*

The theory of a wide-band RC-discriminator is exposed.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 158–159

621.397.3 :621.317.74

Mitrofan, Gh. : *The simultaneous checking of the video levels at the output of the intermediate amplifiers.*

The paper describes the structure and the functionment of an oscilloscopic device for the simultaneous control of the video levels arising from three or four camera channels, achieved in the Bucharest television studios.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 160–163

621.375.4

Popescu, M. : *One-transistor combined feed-back amplifier.*

The main dynamic values of a transistor amplifier stage with feedback resistances are reckoned.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 164–165

621.317.336

Oprică, D. : *Direct-reading Z-meter for microwaves.*

A measuring device for the 3-cm band is described, that enables the direct representation of the figurative point corresponding to the input impedance of a microwave equipment.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 166–168

621.395.6.019.3

Mangiurea, O. · *The reliability of the telecommunication equipment.*

The paper analyses the laboratory and routine results referring to the reliability of some products of the „Electromagnetica" works, as telephone sets and 100-line PBX-es type 7735.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 169–174

621.372.5

Postelnicu, P. : *Note on the composite attenuation of the symmetrical fourpoles.*

A new expression of the composite attenuation of the symmetrical fourpoles is proposed, as being more suitable in the study of the diferential transformers and more suggestive for a physical interpretation.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 175–177

331.87 :654.9 :656.8

Ştefan, B. T. : *Characteristics of the technical grounded labour rating in the post and telecommunications.*

The fundamentals of the labour rating activity in the PTT sphere grounded on technical principles are exposed.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 5, p. 178–179

621.395.623.7

Cutieru, N. : *New types of luddspeakers manufactured by the „Electronica" works.*

Telecomunicaţii, Bucharest, (1965), nr. 5, p. 180–182


## SOMMAIRE


621.373.43

Nistor, O. : *Générateur d'impulsions de grande intensité, courte durée et basse impédance.*

L'auteur aborde le problème de la construction des générateurs d'impulsions de courte durée (des centaines de nanosecondes) et grande amplitude (des dizaines d'amperès) nécessaires pour l'étude du comportement des jonctions p-n aux grands niveaux d'injection.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 147–151

621.397.2 :621.374

Damachi, E. : *Réponse des systèmes de télevision en circuit ouvert aux transitoires.*

La réponse des systèmes de télévision en circuit ouvert aux transitoires est calculée en les supposant linéaires et doués de caractéristiques amplitude frequence idéalisées. Les résultats théoriques et expérimentaux obtenus permettent d'apprécier l'influence de la rejection partielle d'une bande latérale sur la qualité de la transmission.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 152–157

621.376.3

Rodeanu, E. : *Discriminateur basse fréquence à large bande et haute linéarité.*

On expose la théorie d'un discriminateur à large bande réalisé avec des éléments RC.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 158–159

621.397.3 :621.317.74

Mitrofan, Gh. : *Le contrôle simultané des niveaux du signal vidéo à la sortie des amplificateurs intermédiaires.*

L'article décrit la structure et le fonctionnement d'un dispositif oscilloscopique pour le contrôle simultané des niveaux vidéo en provenance de trois et de quatre canaux de caméra, réalisé aux studios de télévision de Bucarest.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 160–163

621.375.4

Popescu, M. : *Amplificateur à réaction combiné avec un transistor.*

Les principales grandeurs dynamiques sont calculées pour un étage amplificateur à transistor doué de résistances de réaction.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 164–166

621.317.336

Oprică, D. : *Z-mètre à lecture directe pour microondes.*

On décrit un appareil de mesure pour la bande des 3 cm, aidant à déterminer d'une manière directe le point figuratif de l'impédance d'entrée d'un dispositif à microondes.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 166–168

621.395.6.019.3

Mangiurea, O. : *La fiabilité de l'équipement de télécommunications.*

L'article analyse les résultats obtenus dans le laboratories et dans la pratique en ce qui concerne la fiabilité de certains produits des usines „Electromagnetica" à savoir des postes téléphoniques et des centraux à 100 lignes type 7735.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 169–174

621.372.5

Postelnicu, P. : *Note sur l'affaibilissement composite des quadripôles symétriques.*

Dans cette note une nouvelle expression est proposée pour l'affaiblissement composite des quadripôles symétriques, expression qui se prête mieux aux transformateurs différentiels et dont la signification physique est plus suggestive.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 175–177

331.87 :654.9 :656.8

Ştefan, B. T. : *Caractéristiques de la réglémentation du travail fondée sur des critères scientifiques dans les PTT.*

On expose les caractéristiques essentielles de l'activité de réglémentation du travail dans le secteur PTT.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 178–179

621.395.623.7

Cutieru, N. : *Nouveaux types de diffuseurs réalisés dans les usines* „Electronica".

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 5, page. 180–182

**M.T.Tc. — DIRECȚIA GENERALĂ A CONSTRUCȚIILOR**

*Execută:*

Construcții pentru exploatare poștă și telecomunicații prin :

- **ÎNTREPRINDERILE DE CONSTRUCȚII ÎN TRANSPORTURI (I.C.T.) DIN BUCUREȘTI, CRAIOVA, BRAȘOV, TIMIȘOARA, CLUJ, IAȘI**
- **ÎNTREPRINDEREA DE PODURI Și LUCRĂRI SPECIALE ÎN TRANSPORTURI (I.P.L.S.T.) DIN BUCUREȘTI**
- **ÎNTREPRINDEREA DE CONSTRUCȚII HIDROTEHNICE (I.C.H.) DIN CONSTANȚA**

OSZAKI KÖNYVTÁRA

# TELECONSTRUCȚIA

**ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ ÎN TOATĂ ȚARA**

**MONTAJE DE:**

- Trasee aeriene (telefon, telegraf, radioficare)
- Cabluri urbane și interurbane
- Racorduri telefonice
- Centrale telefonice manuale și automate
- Centrale telegrafice
- Sisteme de curenți purtători
- Stații de radio, radioficare
- Sisteme de curenți purtători
- Radiorelee
- Instalații pentru protecția navigației aeriene
- Protecția liniilor Tc datorită influenței liniilor de energie electrică și a liniilor CF electrificate

**TELECONSTRUCȚIA**

BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

# BENEFICIAZA DE 40% REDUCERE ÎN TARIFUL TELEFONIC INTERURBAN :

1965 AUG 18

— Convorbirile telefonice cerute de abonaţii particulari, case de odihnă, hoteluri, cabane turistice şi convorbirile de la cabine telefonice publice, efectuate zilnic între orele 17 — 7 la distanţe mai mari de 50 km zilnic între orele 20—7 la distanţe sub 50 km.

Duminica şi sărbătorile legale toată ziua la orice distanţă,

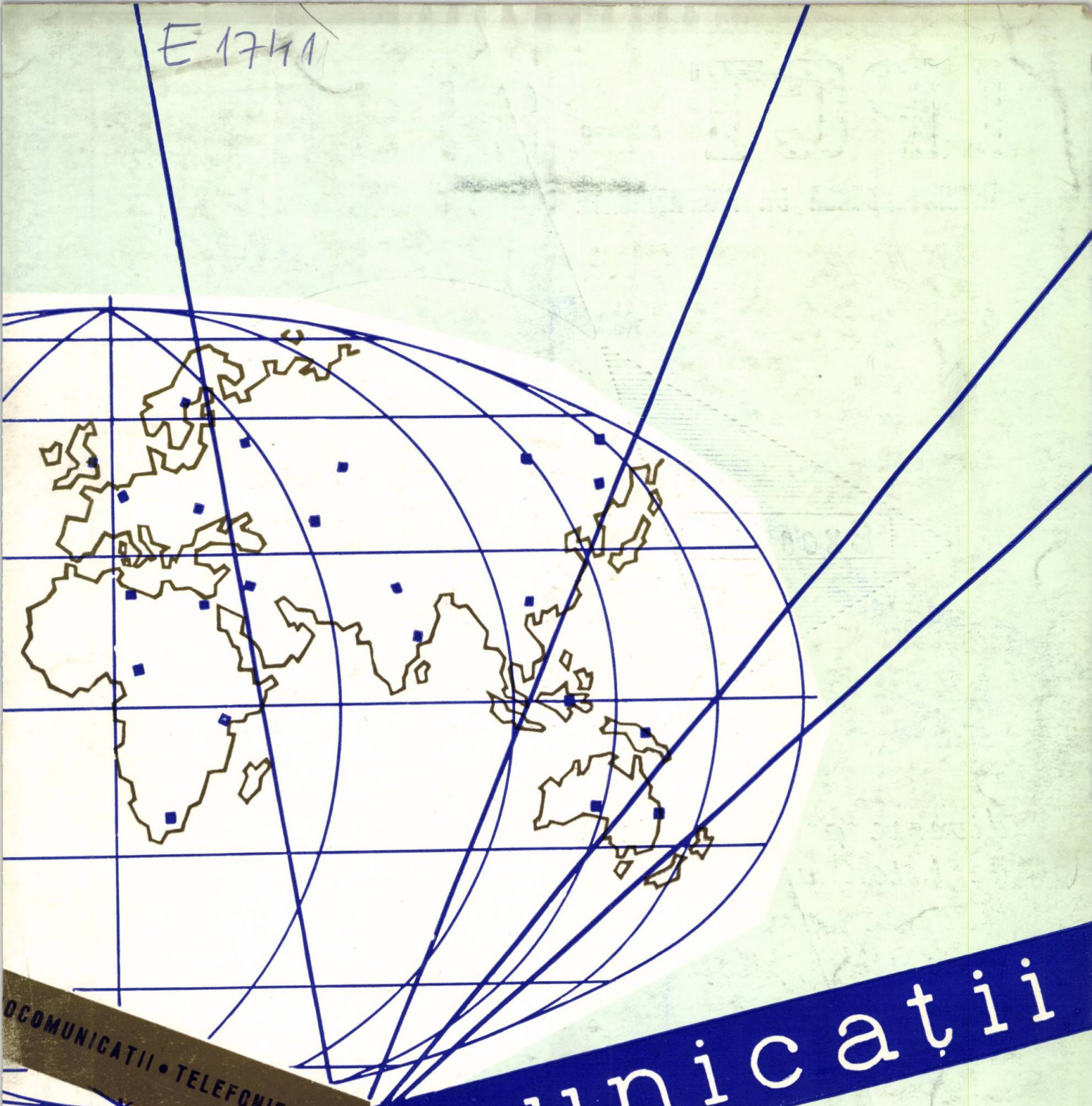
— Convorbirile telefonice ale restului abonaţilor, efectuate în toate zilele între orele 20—7 la orice distanţă.

I. P. I. — c. 1214

44 201

Lei 5

E 1711



# telecomunicații

TELEFONIE • TELECOMUNICAȚII

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

6

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 6 ★ p. 193 — 240 ★ București ★ Iunie 1965

# IPCT — GIURGIU

**ÎNTREPRINDEREA DE PREFABRICATE PENTRU CONSTRUCȚII ÎN TRANSPORTURI**

*Execută:*

*diverse prefabricate de beton armat ca: traverse precomprimate, stîlpi, piloți etc.*

M. T. Tc. DIRECȚIA GENERALĂ A CONSTRUCȚIILOR

MŰSZAKI KÖNYVTÁR


# telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

*Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 6 iunie 1965


## *CUPRINS*


*ȘTEFĂNESCU, S.:* **Stabilirea funcțiilor de senzitivitate ale filtrelor transformate Norton.**

În lucrare se arată metoda de calcul a funcțiilor de senzitivitate pentru exponentul de transfer pe imagini și impedanța caracteristică a filtrelor transformate Norton. Se deduc relații generale între senzitivitățile parțiale ale exponentului de transfer pe imagini și ale unei immitanțe de intrare și se arată că aceste relații rămîn invariante față de transformările generale Norton.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 6, pag. 193 – 200

---

*GRIGORE, ST.:* **Utilizarea calculului probabilităților și a metodelor matematico-statistice la analiza științifică a indicatorilor de calitate P.T.T.R.**

Articolul prezintă metode din statistica matematică ce se pot folosi la analiza științifică a indicatorilor de calitate din exploatarea P.T.T.R. Considerînd diversele prestații P.T.T.R. ca variabile aleatorii, se dau exemple și metode de calcul concrete care pot caracteriza perfect evenimentele de masă ale acestor indicatori, în vederea planificării curente și de perspectivă în telecomunicații.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 6, pag. 201 – 211

---

*PANĂ, L.:* **Particularitățile sistemului telefonic tranzistorizat cu diviziune în timp MIP—12—24.**

Se prezintă un sistem telefonic tranzistorizat cu diviziune în timp cu 24 de căi, insistîndu-se în mod special asupra următoarelor elemente : formarea impulsurilor de eșantionare, divizorul de frecvență 48—8 kHz, convertizorul de modulație amplitudine-poziție, generatorul impulsurilor de sincronizare și dispozitivul de control automat de fază.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 6, pag. 212 – 219

---

*COSTINER, E.:* **Studiul abaterilor de frecvență ale receptoarelor de radiodifuziune.**

În articol se prezintă un studiu al abaterilor de frecvență la radioreceptoare, datorate toleranțelor sau modificărilor eventuale ale valorilor elementelor ce compun circuitul oscilant al oscilatorului local, în ipotezele diferitelor forme practice de realizare a acestui circuit.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 6, pag. 220 – 224

---

*ONCESCU, I.:* **Alimentarea fără întrerupere cu energie electrică a echipamentelor de telecomunicații.**

În articol se prezintă modul de asigurare a electroalimentării de rezervă a stațiilor de telecomunicații

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 6, pag. 225 – 229

Comitetul de redacție

ing. Gh. AIRINEI, ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. Al. BODEAGĂ, ing. C. BOIERESCU, prof. ing. Gh. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, ing. C. FAUR, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. Ed. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și Administrația : București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie", Telefon : 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament : Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței, nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. — Prețul unui exemplar : lei 5.

Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" — București

c. 1625

OSZTÁLYKÖNYVTÁRES

Ing. SOFRONIE ŞTEFĂNESCU
candidat în ştiinţe tehnice

# Stabilirea funcţiilor de senzitivitate ale filtrelor transformate Norton

*Definiţii.* Noţiunea de senzitivitate a fost utilizată în teoria circuitelor pentru prima dată de Bode*). Definiţia clasică a senzitivităţii unui parametru dependent $a$ de un parametru independent $b$ este

$$S_b^a = \frac{\mathrm{d}\ \ln a}{\mathrm{d}\ \ln b} = \frac{\mathrm{d}\ a}{a}\,\frac{\mathrm{d}\ b}{b} \tag{1}$$

În cele ce urmează vom folosi funcţia de senzitivitate şi pentru creşteri finite ţinînd cont că :

$$\ln\ (x + \Delta x) - \ln\ x = \ln \left| 1 + \frac{\Delta x}{x} \right| = \ln \left| 1 + \delta\, x \right|,$$

unde $\delta\, x = \dfrac{\Delta x}{x}$.

$$\text{Pentru } \delta\, x \ll 1,\ \ln \left| 1 + \delta\, x \right| \simeq \delta\, x \tag{2}$$

Dacă notăm senzitivitatea pentru incremente finite ale parametrului dependent $a$, faţă de parametrul independent $b$, cu $f\ (a,\ b)$:

$$f\ (a,\ b) = \frac{\Delta\, a}{a} \Big/ \frac{\Delta\, b}{b}, \tag{3}$$

atunci $S_b^a$ şi $f\ (a,\ b)$ sînt legate prin relaţia

$$S_b^a = \lim_{\Delta b \to 0} f\ (a,\ b)$$

Dacă între $a$ şi $b$ este o corespondenţă biunivocă şi dacă $\dfrac{\mathrm{d}\ a}{\mathrm{d}\ b} \neq 0$, atunci

$$S_b^a = \frac{1}{S_a^b} \tag{4}$$

O altă relaţie între senzitivităţi, ce se va folosi în cele ce urmează, este aceea a parametrului dependent $a$, de parametrul independent $b^n$, în cazul în care se cunoaşte $S_b^a$.

Rezultă uşoară că [2]

$$S_{b^n}^a = \frac{1}{n}\ S_b^a. \tag{5}$$

Ne va interesa în special cazul particular $n = -1$ pentru care

$$S_{\frac{1}{b}}^a = -\ S_b^a. \tag{6}$$

O altă relaţie evidentă, care rezultă direct din definiţie, este

$$S_b^a = S_{kb}^a, \tag{7}$$

unde $k$ este o constantă.

*) Pentru prima oară Bode [1] a definit senzitivitatea amplificării $g$ faţă de un element oarecare $W$ astfel: $H = \dfrac{1}{\dfrac{\partial\, g}{\partial\ \ln W}}$, adică inversă celei definite mai sus. Conform definiţiei lui Bode, $H$ înseamnă „insensibilitatea" faţă de elementul $W$ şi nu senzitivitatea.

## I. RELAŢII GENERALE ÎNTRE SENZITIVITĂŢI ŞI ABATERILE COMPONENTELOR FILTRELOR

În proiectarea filtrelor pe baza parametrilor imagine rezultă în general structuri de cuadripoli conectaţi în cascadă ca în figura 1.

După realizarea practică, elementele componente vor diferi de valorile calculate (nominale) şi din acest motiv vor diferi, faţă de valorile calculate, atît exponentul de transfer pe imagini cît şi impedanţa caracteristică. Ambele conduc la variaţia atenuării de lucru, care va fi determinată în primul rînd de variaţia atenuării pe imagini şi în al doilea rînd de variaţia neadaptării impedanţei caracteristice faţă de rezistenţa de sarcină.

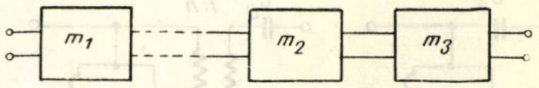



Fig. 1. *Cuadripoli conectaţi în cascadă.*

Dacă se limitează abaterea atenurăii de lucru, se poate prescrie precizia minimă a elementelor şi calitatea acestora (abaterea maximă complexă).

În acest scop trebuie să determinăm care va fi variaţia exponentului de transfer pe imagini „$g$" şi a impedanţei caracteristice $Z_c$, dacă valoarea unui element oarecare $E_i$ din schemă va avea faţă de valoarea nominală (calculată) o abatere relativă $\delta\, E_i$.

Dacă într-o semicelulă variază valoarea $E_i$ a fiecărui element cu $\delta\, E_i$, întreaga variaţie $dg$, va fi dată de relaţia :

$$\mathrm{d}\ g = \sum_i \frac{\mathrm{d}\ g}{\mathrm{d}\ \ln E_i}\,\delta\, E_i = \sum_i \frac{\mathrm{d}\ \ln \theta}{\mathrm{d}\ \ln E_i}\,\delta\, E_i, \tag{I-1}$$

unde $\dfrac{\mathrm{d}\ g}{\mathrm{d}\ \ln E_i} = \dfrac{\mathrm{d}\ \ln \theta}{\mathrm{d}\ \ln E_i}$ este senzitivitatea exponentului de transfer pe imagini faţă de elementul cu valoarea $E_i$.

$$S_{E_i}^g = \frac{\mathrm{d}\ g}{\mathrm{d}\ \ln E_i} = \frac{\mathrm{d}\ \ln \theta}{\mathrm{d}\ \ln E_i} - \frac{\delta\, \theta}{\delta\, E_i}. \tag{I-2}$$

După cum va reieşi în continuare aceste senzitivităţi sînt sau pur reale sau pur imaginare.

Ţinînd seama că :

$$\delta\, E_i = T_i - j\,\frac{1}{Q_i} \quad \text{şi că} \quad g = a + jb \tag{I-3}$$

rezultă două cazuri distincte :

— Pentru senzitivităţi pur reale — ceea ce corespunde benzii de oprire a filtrelor :

$$\mathrm{d}a = \sum_i \frac{\mathrm{d}\ g}{\mathrm{d}\ \ln E_i}\ T_i = \sum S_{E_i}^g\ T_i$$

$$\mathrm{d}\ b = -\sum_i \frac{\mathrm{d}\ g}{\mathrm{d}\ \ln E_i}\,\frac{1}{Q_i} = -\sum S_{E_i}^g\,\frac{1}{Q_i}. \tag{I-4}$$

— Pentru cazul senzitivităţilor pur imaginare — cazul benzii de trecere

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{d}\ a &= \sum_i \left|\frac{\mathrm{d}\ g}{\mathrm{d}\ \ln E_i}\right|\frac{1}{Q_i} = \sum_i \left|S_{E_i}^g\right|\frac{1}{Q_i} \\ \mathrm{d}\ b &= \pm \sum \left|\frac{\mathrm{d}\ g}{\mathrm{d}\ \ln E_i}\right| T_i = \pm \sum \left|S_{E_i}^g\right| T_i \end{aligned}\right\} \tag{I-5}$$

În cazul cînd ne limităm la luarea în consideraţie numai a abaterilor atenuării, vom folosi numai primele ecuaţii din relaţiile I—4, I—5.

Dacă se impune ca precizia și calitatea fiecărui element să fie mai mare decît o valoare limită minimă

$$P_i \geqslant P_{min}, \text{ respectiv } \begin{matrix} T_i \leqslant T_{max}, \\ Q_i \geqslant Q_{min}, \end{matrix} \quad \text{(I—6)}$$

atunci obținem relațiile

$$\mathrm{d}\,a \leqslant \sum \left| S^g_{Ei} \right| T_{max} \text{ (în zona de oprire)},$$
$$\mathrm{d}\,a \leqslant \left| S^g_{Ei} \right| \frac{1}{Q_{min}} \text{ (în zona de trecere)}. \quad \text{(I—7)}$$

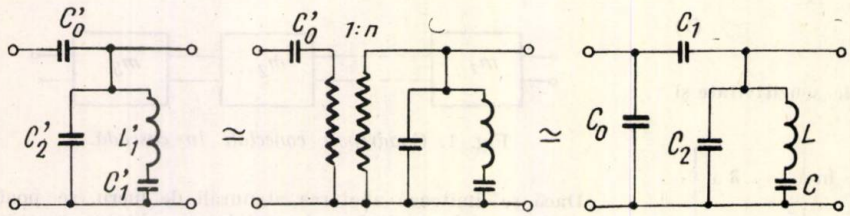



Fig. 2. *Semicelulă de filtru de bandă transformată Norton*

Impunînd condiția ca abaterea atenuării imagine, atît în zona de trecere cît și în cea de oprire, să nu întreacă o valoare maximă permisă $da_{max}$, se poate prescrie toleranța maximă (precizia minimă) și coeficientul de calitate minim al elementelor.

$$T_{max} = \frac{[da_{max}]_{opr}}{\sum S^g_{Ei}}, \qquad Q_{min} = \frac{\sum S^g_{Ei}}{[da_{max}]_{tr}} \quad \text{(I—8)}$$

(Indicii „opr" și „tr" referindu-se la zonele de oprire respectiv de trecere ale filtrului).

Aceste relații sînt utile în cazul în care nu se ține seama de faptul că abaterile elementelor au o distribuție statistică, cum este cazul părții imaginare a abaterii „$Q^{-1}$" (datorită pierderilor).

Este cunoscut că în cazul unei fabricații de masă, coeficientul de calitate a inductanțelor și condensatoarelor diferă neesențial de la un exemplar la altul, menținîndu-se aproximativ constant în banda de frecvență ce ne interesează.

Nu același este cazul abaterilor reale (preciziei) elementelor, care în cazul fabricației moderne (cu mașini automate pentru sortat valorile) au o distribuție statistică (aleatoare) în jurul valorii nominale. Această distribuție poate fi *normală* (gaussiană) sau de altă formă — aceasta nefiind esențială pentru cele ce urmează.

## II. CALCULUL SENZITIVITĂȚILOR EXPONENTULUI DE TRANSFER PE IMAGINI

Senzitivitatea exponentului de transfer pe imagini în funcție de un element component $E_i$ a fost definită ca :

$$S^g_{Ei} = \frac{\mathrm{d}\,g}{\mathrm{d}\ln E_i} = \frac{\mathrm{d}\ln\theta}{\mathrm{d}\ln E_i} = \frac{\mathrm{d}\,g}{\delta E_i} = \frac{\delta\,\theta}{\delta E_i},$$

unde $\delta E_i$ este diferențiala logaritmică a lui $E_i$. Relația între raportul punte $q$ și exponentul de transfer $g$ al unei semicelule de filtru pe parametrii imagine este :

$$q = \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}} = \mathrm{th}\,g \quad \text{(II—1)}$$

Diferențiind logaritmic obținem

$$\delta q = \frac{1}{2}(\delta Z_I - \delta Z_{II}) = \frac{2}{\mathrm{sh}\,2g}\,\mathrm{d}\,g. \quad \text{(II—2)}$$

Ținînd cont de relația :

$$\mathrm{sh}\,2g = \frac{2\,\mathrm{th}\,g}{1-\mathrm{th}^2 g} = \frac{2q}{1-q^2},$$

rezultă

$$\mathrm{d}g = \frac{q}{1-q^2}\,\delta q = \frac{1}{2}\,\frac{\sqrt{Z_I Z_{II}}}{Z_I - Z_{II}}\,(\delta Z_I - \delta Z_{II}) \quad \text{(II — 3)}$$

Aceasta constituie relația de bază pentru calculul senzitivităților exponentului de transfer, pentru diferite tipuri de semicelule trece jos, trece sus și de bandă.

Ca exemplu, se vor calcula senzitivitățile unei semicelule de filtru trece bandă, cu transformare Norton (fig. 2).

Introducînd un transformator ideal între capacitatea $C'_0$ și restul circuitului, rezultă schema echivalentă din figura 2. Valorile normate ale elementelor semicelulei echivalente sînt :

$$C_0 = m\frac{n-1}{n}, \quad C_1 = \frac{m}{n},$$
$$C_2 = \frac{m\,[m^2\beta^2(1-n)+n]}{n^2(m^2\beta^2-1)},$$
$$L = \frac{(m^2\beta^2-1)^2\,n^2}{m^3(\beta^4-1)}, \quad \text{(II — 4)}$$
$$C = \frac{m^3(\beta^4-1)}{(m^2-\beta^2)(m^2\beta^2-1)\,n^2}.$$

Pentru această semicelulă este mai convenabil să efectuăm calculele cu ajutorul admitanțelor schemei echivalente în $X$, decît cu impendațele corespunzătoare :

$$Y_I = Z_I^{-1}\quad Y_{II} = Z_{II}^{-1}\quad q = \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}} = \sqrt{\frac{Y_{II}}{Y_I}}. \quad \text{(II—5)}$$

Rezultă

$$\delta q = {}^1\!/_2\,(\delta Y_{II} - \delta Y_I) \quad \text{(II—6}$$

Pentru expresiile lui $Y_I$ și $Y_{II}$ se obține

$$Y_I = (C_0 + C_1)\,p = mp,$$
$$Y_{II} = C_0 p + \frac{pC_1\,[C + C_2\,(LCp^2+1)]}{C + (C_1+C_2)\,(LCp^2+1)} = \frac{p\,(p^2+\beta^2)}{m\,(\beta^2p^2+1)} \quad \text{(II — 7)}$$

Pentru simplificare se introduc notațiile :

$$\pi = LCp^2 + 1 = \frac{(m^2\beta^2-1)\,p^2 + m^2 - \beta^2}{m^2-\beta^2}, \quad \text{(II — 8)}$$
$$N = C + (C_1+C_2)\pi = \frac{m^3(1+\beta^2p^2)}{n^2(m^2-\beta^2)}.$$

Diferențialele logaritmice parțiale în funcție de elementele componente sînt :

$$[\delta Y_I]_{C_0} = Z_I\, p\, C_0\, \delta C_0 \quad [\delta Y_{II}]_{C_1} = Z_{II}\, pC_1 (C + \pi C_2)^2 N^{-2} \delta C_1$$
$$[\delta Y_I]_{C_1} = Z_I\, p\, C_1\, \delta C_1 \quad [\delta Y_{II}]_{C_2} = Z_{II}\, p\, C_2 \pi^2 C_1^2\, N^{-2} \quad \delta C_2$$
$$[\delta Y_{II}]_{C_0} = Z_{II} p\, C_0\, \delta C_0 \quad [\delta Y_{II}]_L = -\, Z_{II}\, p^3\, L_2 C^2 C_1^2\, N^{-2} \delta L_2$$
$$[\delta Y_{II}]_C = Z_{II} p\, C\, C_1^2\, N^{-2}\, \delta C \qquad (II-9)$$

În continuare, ținînd seamă de relațiile :

$$\frac{\sqrt{Z_I\, Z_{II}}}{Z_{II} - Z_I} = \frac{m\sqrt{(p^2 + \beta^2)\,(1 + p^2\,\beta^2)}}{p^2 (m^2\,\beta^2 - 1) + m^2 - \beta^2},$$
$$\delta g = \frac{1}{2} (\delta Z_I - \delta Z_{II}) \frac{\sqrt{Z_I\, Z_{II}}}{Z_{II} - Z_I}, \qquad (II-10)$$

se deduce

$$[\delta\gamma]_{C_0} = \frac{1}{2} \frac{n-1}{n}\, m \sqrt{\frac{1 + p^2\,\beta^2}{p^2 + \beta^2}}\, \delta C_0,$$
$$S^{\gamma}_{C_0} = \frac{[\delta\gamma]_{C_0}}{\delta C_0} = \frac{1}{2} \frac{n-1}{n}\, m \sqrt{\frac{1 + \beta^2\, p^2}{p^2 + \beta^2}}. \qquad (II-11)$$

Pentru cazul particular $n = 1$ rezultă $C_0 = 0$ și semicelula se transformă în semicelula inițială și $S_{C_0}$ evident este zero.

În [6], sînt date tabele cu formulele senzitivităților exponentului de transfer pe imagini pentru cele mai uzuale tipuri de semicelule de filtre.

## III. RELAȚII GENERALE REFERITOARE LA SUMELE PARȚIALE ALE SENZITIVITĂȚILOR

În primul rînd vom demonstra că pentru orice semicelulă de filtru :

*„Suma senzitivităților inductanțelor exponentului de transfer pe imagini este egală cu suma sensitivităților capacităților.*

Pentru orice semicelulă în scară, cu dipolii componenți $Z_1$ și $Z_2$, impedanțele echivalente în $X$ sînt $Z_I$ și $Z_{II}$ și raportul de transfer $q$, date de

$$Z_I = Z_1 + Z_2 \qquad q = \sqrt{\frac{Z_I}{Z_{II}}} \qquad (III-1)$$
$$Z_{II} = Z_1$$

Atît $Z_I$ cît și $Z_{II}$ rezultă că sînt funcții liniare omogene, de inductanțele $L_1, L_2 \ldots L_m$ și elastanțele $D_1, D_2 \ldots D_n$ ($D_i = C_i^{-1}$).

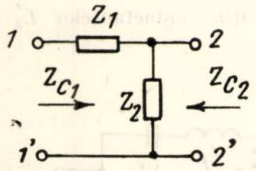



Fig. 3. *Semicelulă* Γ.

Rezultă că raportul de transfer $q$, fiind raportul a două funcții liniare omogene în $L_i$ și $D_i$, *este o funcție omogenă de grad zero de omogenitate.*

Din relația (III—1) deducem :

$$\delta q = \left[\frac{1 - q^2}{q}\right] dg. \qquad (III-2)$$

Ținînd seamă că $q = f\,(L_1, L_2 \ldots L_m, D_1\, D_2, \ldots D_n)$, rezultă :

$$\frac{\delta q}{\delta L_i} = \frac{\partial f}{\partial L_i} \frac{L_i}{f} = S^q_{Li} \qquad (III-3)$$

și similar :

$$\frac{\delta q}{\delta D_i} = \frac{D_i}{f} \frac{\partial f}{\partial D_i} = S^q_{Di} \qquad (III-4)$$

Se aplică teorema lui Euler, care arată că pentru o funcți $F(x_1, x_2 \ldots x_n)$, omogenă de grad $m$ adică

$$F(tx_1, tx_2 \ldots tx_n) = t^m F(x_1, x_2 \ldots x_n),$$

este adevărată relația

$$x_1 \frac{\partial F}{\partial x_1} + x_2 \frac{\partial F}{\partial x_2} + \ldots x_n \frac{\partial F}{\partial x_n} = mF(x_1, x_2 \ldots x_n) \qquad (III-5)$$

Pentru funcții omogene de grad zero este evident :

$$x_1 \frac{\partial F}{\partial x_1} + x_2 \frac{\partial F}{\partial x_2} + \ldots x_n \frac{\partial F}{\partial x_n} = 0 \qquad (III-6)$$

Aplicînd relația (III—6) funcției $q = f\,(L_i, D_j)$ rezultă :

$$\sum_{i=1} L_i \frac{\partial f}{\partial L_i} + \sum_{j=1} D_j \frac{\partial f}{\partial D_j} = 0 \qquad (III-7)$$

Împărțind această relație cu $f(L_i, D_j) = q$ obținem :

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{L_i}{f} \frac{\partial f}{\partial L_i} + \sum_{j=1}^{m} \frac{D_j}{f} \frac{\partial f}{\partial D_j} = 0 \qquad (III-8)$$

sau

$$\sum_{i=1}^{n} S^q_{L_i} + \sum_{j=1}^{m} S^q_{D_j} = 0 \qquad (III-9)$$

Întrucît $D_j = C_j^{-1}$ și ținînd seama de relația (6), din care deducem că :

$$S^q_{D_j} = -\, S^q_{C_j}, \qquad (III-10)$$

rezultă din relația (III—9) că :

$$\sum_{i=1}^{n} S^q_{L_i} = \sum_{j=1}^{m} S^q_{C_j} \qquad (III-11)$$

Trecerea de la senzitivitățile lui $q$, la senzitivitățile lui $g$ se face conform relației (III—2), înmulțind cu același factor senzitivitățile tuturor elementelor și din acest motiv concludem că relația (III—11) rămîne valabilă și pentru senzitivitățile lui $g$, adică :

$$\sum_{i=1}^{n} S^g_{L_i} = \sum_{j=1}^{m} S^g_{C_j} \qquad (III-12)$$

### Consecința relației (III—12)

Din examinarea formulelor (II—12) ce au rezultat pentru senzitivitățile $S^g_{C_0}$, $S^g_C$, $S^g_{C_2}$, $S^g_{C_1}$ ale exponentului de transfer $g$ pentru celula cu transformare Norton, se observă că $S^g_L$ nu este funcție de $n$ și este identică cu senzitivitatea $S^g_L$ a celulei netransformate, adică nu depinde de transformare. Ținînd seama că semicelula are o singură inductanță și luînd în considerație și relația (III—12), care arată că suma senzitivităților inductanțelor este egală cu suma senzitivităților capacităților, rezultă că relația (III—12) este *invariabilă*, față de transformarea Norton. Această proprietate se poate verifica pentru toate tipurile de semicelule cu transformare Norton [6].

Invariabilitatea sumei senzitivităților, se păstrează nu numai în cazul transformărilor Norton, ci și în cazul transformărilor inductive. De fapt ambele tipuri de transformări fac parte din aceeași *clasă de transformări*, întrucît transformările cu culpaj inductiv sînt un caz particular al transformărilor Norton, în care transformatorul ideal este folosit ca autotransformator și este aplicat inductanțelor.

Demonstrația celor de mai sus este relativ simplă, ținînd seama că

$$\sum_i S^g_{L_i} = \sum_j S^g_{C_j}$$

i că în cazul transformărilor Norton aplicate filtrelor, inducanţele nu suferă altă modificare în afara multiplicării cu un factor constant, pentru care conform relaţiei (7) este adevărată relaţia

$$\sum_i S^g_{L_i} = \sum_i S^g_{k_{L_i}} = \sum_i S^g_{C_j} = \text{const.} \qquad \text{(III—13)}$$

Raţionamentul pentru transformările inductive este similar; în cazul acesta capacităţile fiind elementele care suferă o simplă multiplicare cu un factor constant.

Deci suma senzitivităţilor exponentului de transfer al filtrelor imagine reprezintă un *invariant*, faţă de transformările generale de tip Norton.

Alte consecinţe ale relaţiei (III—12) vor fi arătate într-un articol ulterior.

### Relaţie generală privind suma senzitivităţilor elementelor unei immitanţe de intrare RLC

Ţinînd seama că o immitanţă de intrare *RLC* este o funcţie liniară omogenă în *RLD* ($D = C^{-1}$), putem scrie şi pentru acest caz relaţia lui Euler (III—5), care pentru funcţii liniare de grad de omogenitate unu, este:

$$x_1 \frac{\partial f}{\partial x_1} + x_2 \frac{\partial f}{\partial x_2} + \ldots x_n \frac{\partial f}{\partial x_n} + f(x_1, x_2, \ldots x_n) \qquad \text{(III—14)}$$

Scriind această relaţie pentru o immitanţă de intrare $W = W(L_1, L_2 \ldots L_n, D_1, D_2 \ldots D_m, R_1, R_2, \ldots R_l)$, rezultă:

$$\sum_{i=1}^{n} L_i \frac{\partial W}{\partial L_i} + \sum_{j=1}^{m} D_j \frac{\partial W}{\partial D_j} + \sum_{k=1}^{1} R_k \frac{\partial W}{\partial R_k} = W \qquad \text{(III — 15)}$$

Împărţind cu $W$ relaţia de mai sus se obţine

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{\partial W}{\partial L_i} \frac{L_i}{W} + \sum_{j=1}^{m} \frac{\partial W}{\partial D_j} \frac{D_j}{W} + \sum_{k=1}^{l} \frac{\partial W}{\partial R_k} \frac{R_k}{W} = 1, \qquad \text{(III—16)}$$

sau

$$\sum_{i=1}^{n} S^W_{L_i} + \sum_{j=1}^{m} S^W_{D_j} + \sum_{k=1}^{l} S^W_{R_k} = 1 \qquad \text{(III—17)}$$

Ţinînd seama că $S^W_{D_i} = -S^W_{C_i}$ rezultă în final relaţia:

$$\sum_{i=1}^{n} S^W_{L_i} + \sum_{k=1}^{l} S^W_{R_k} = 1 + \sum_{j=1}^{m} S^W_{C_j} \qquad \text{(III—18)}$$

Pentru o immitanţă de intrare, suma senzitivităţilor inductanţelor plus suma senzitivităţilor rezistenţelor este egală cu suma senzitivităţilor capacităţilor plus unu.

Pentru o reactanţă pură $X(L_i, C_j)$, relaţia se reduce la

$$\sum_{i=1}^{n} S^X_{L_i} = 1 + \sum_{j=1}^{m} S^X_{C_j} \qquad \text{(III—19)}$$

Consecinţele relaţiei (III—18) nu au fost examinate, nefăcînd obiectul acestei lucrări.

## IV. COMPARAŢIE DIN PUNCT DE VEDERE AL SENZITIVITĂŢILOR EXPONENTULUI DE TRANSFER PE IMAGINI ÎNTRE O CELULĂ DE FILTRU DIFERENŢIAL ŞI O CELULĂ ÎN SCARĂ

Orice celulă $X$ de impedanţe componente $Z_I$, $Z_{II}$ este totdeauna echivalentă cu o celulă cu transformator diferenţial (fig. 4-a).

Aplicînd această echivalenţă semicelulei din figura 2 rezultă structura din figura 4-*b*.

Valorile elementelor pentru ambele semicelule sînt:

$$L'_1 = \frac{m\beta^2}{\beta^2 - 1}, \qquad L_1 = \frac{m\beta^2}{\beta^2 - 1},$$

$$L'_2 = \frac{1 - m^2\beta^2}{m(\beta^2 - 1)}, \qquad C_1 = \frac{\beta^2 - 1}{m}, \qquad \text{(IV—1)}$$

$$C'_1 = \frac{\beta^2 - 1}{m}, \qquad L_2 = \frac{1}{m(\beta^2 - 1)},$$

$$C'_2 = \frac{m(\beta^2 - 1)}{\beta^2 - m^2}, \qquad C_2 = \frac{m(\beta^2 - 1)}{\beta^2}.$$

Formulele senzitivităţilor exponentului de transfer pe imagini ale semicelulei iniţiale şi ale semicelulei echivalente sub formă diferenţială sînt date în [6].

Structura diferenţială îşi găseşte aplicaţii în special în realizarea filtrelor de bandă îngustă (filtre pentru canale telegrafice, pentru selecţia frecvenţelor purtătoare etc.) În trecut această structură a avut o largă răspîndire, în ultimul timp însă este mai puţin utilizată.

În multe lucrări de specialitate se afirmă că structura diferenţială este mai puţin indicată, deoarece este mult mai sensibilă la variaţiile elementelor decît structura echivalentă în scară.

Deoarece suma senzitivităţilor inductanţelor este egală cu suma senzitivităţilor capacităţilor în cazul fiecărei semicelule şi egale corespunzător pentru ambele tipuri de semicelule adică:

$$\left[S^g_{L_i}\right]_s = \left[S^g_{C_j}\right]_{s'} = \left[S^g_{L_i}\right]_d = \left[S^g_{C_j}\right]_d \qquad \text{(IV—2)}$$

(indicele „*s*" indică structura în scară iar „*d*" indică structura diferenţială), rezultă că diferenţa dintre senzitivităţile parţiale este numai în repartiţia acestora în cadrul sumei. Într-adevăr, comparînd de exemplu senzitivităţile inductanţelor $L'_2$ şi $L_2$ rezultă:

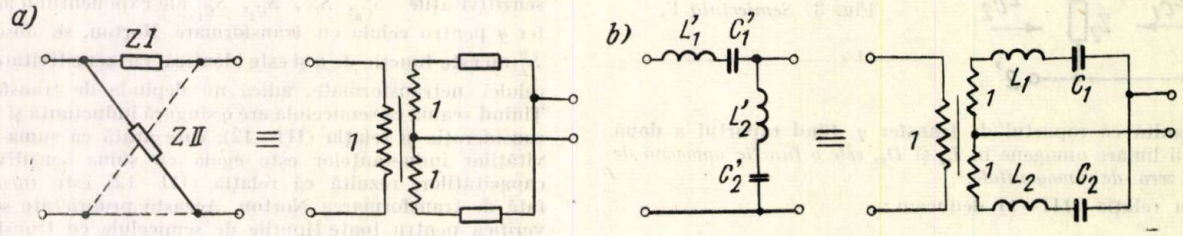



Fig. 4. *Echivalentul sub formă diferenţială a unei semicelule.*

$$S^g_{L_2} = \frac{-mp^2(1 - m^2\beta^2)}{2[p^2 + \beta^2 - m^2(p^2\beta^2 + 1)]} \sqrt{\frac{p^2 + 1}{p^2 + \beta^2}}$$

$$S^g_{L_2} = \frac{-mp^2}{2[p^2 + \beta^2 - m^2(p^2\beta^2 + 1)]} \sqrt{\frac{p^2\beta^2 + 1}{p^2 + \beta^2}} \qquad \text{(IV—3)}$$

Deci $\left[S^g_{L_2}\right]_d = \dfrac{\left[S^g_{L_2}\right]_s}{1 - m^2\beta^2}$

Din această ultimă relație deducem imediat că senzitivitatea față de inductanța $L_2'$ din structura diferențială este mai mare decît senzitivitatea față de inductanța $L_2$ din structura în scară, deoarece $0 \leqslant m^2\beta^2 \leqslant 1$. Deci dacă inductanțele $L_2'$ și $L_2$ prezintă aceeași abatere relativă, rezultă că structura diferențială va fi mult mai influențată decît structura în scară.

Pentru capacitățile $C_2'$ și $C_2$ concluzia este aceeași, relația dintre senzitivitățile respective rezultînd:

$$\left[S^{\varrho}_{C_2}\right]_d = \left[\frac{\beta^2}{\beta^2 - m^2}\right] \left[S^{\varrho}_{C_2'}\right]_s \qquad \text{(IV—4)}$$

**Calculul ponderărilor cu ajutorul funcțiilor de senzitivitate, în cazul filtrelor telegrafice trece-bandă**

Așa cum am amintit mai sus, locul filtrelor diferențiale în aplicații în care este necesar să se filtreze benzi înguste de frecvență este luat, în măsură din ce în ce mai mare, de către filtrele în scară. Dificultatea ce apare în cazul acestor filtre constă în aceea că apar elemente disproporționate ca valori, însă aceasta este îndepărtată cu ajutorul transformărilor Norton.

Astfel o semicelulă pentru un filtru de bandă telegrafic este arătată în figura 5.

Valorile relative ale elementelor sînt:

$$L_1' = 1/\xi,\ C_1' = \xi,\ L_1 = \frac{1}{\xi},\ L_2 = n^2\ \xi, \qquad \text{(IV—5)}$$

$$L_2 = \xi,\ C_2 = 1/\xi,\ C_0 = \frac{n-1}{n}\ \xi,\ C_2 = \frac{\xi^2(n-1)+1}{\xi\ n^2},$$

$$C_1 = \xi/n.$$

Calculînd senzitivitățile exponentului de transfer pe imagini, similar cu cele exemplificate în II, obținem:

$$S^{\varrho}_{L_1} = \frac{-\xi^2 p^4}{2(p^2+1)^2\sqrt{\xi^2 p^2 + (p^2+1)^2}},$$

$$S_{C_0} = \frac{(1-n)\,\xi^2 p^2\,[1 + p^2(\xi^2+2)]}{2n(p^2+1)^2\sqrt{p^2 + (p^2+1)^2}}, \qquad \text{(IV—6)}$$

$$S_{C_1} = \frac{p^2\,\xi^2\,\{(2n-1) + (n-1)\,p^2\,[2 + \xi^2(1-n)]\}}{2n(p^2+1)^2\sqrt{\xi^2 p^2 + (p^2+1)^2}},$$

$$S_{C_2} = \frac{-\xi^2 p^4\ [\xi^2(1-n)+1]}{2\ (p^2+1)\sqrt{\xi^2 p^2 + (p^2+1)^2}},$$

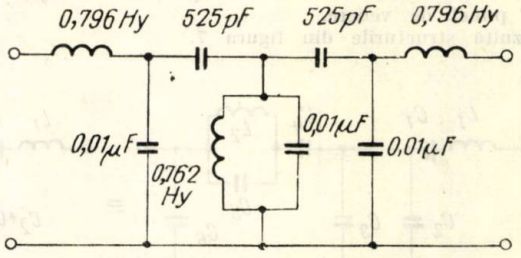
Fig. 5. *Semicelulă transformată Norton*

Evident pentru cazul particular $n = 1$, senzitivitățile calculate sînt identice cu ale semicelulei inițiale (netransformate).

În [2] se afirmă, fără a se demonstra, că în cazul aplicării transformării Norton influența capacității $C_1$ din semicelula echivalentă (transformată) (fig. 5) este de importanță secundară.

Pentru a verifica afirmația citată, vom calcula senzitivitățile exponentului de transfer pentru filtrul căii a 12-a (cu frecvența centrală 1740 Hz), dintr-un sistem telegrafic de 24 canale. Banda de frecvență efectiv transmisă este de $\pm 35$ Hz și vom calcula sensitivitățile pentru frecvența centrală a căii vecine (a 13-a), care rezultă de 1860 Hz (cunoscut fiind că frecvențele centrale ale căilor dintr-un astfel de sistem sînt distanțate între ele cu 120 Hz, conform recomandărilor internaționale C.C.I.T.T. [4].

Valorile elementelor și schema celulei filtrului sînt arătate în figura 6.




Fgi. 6. *Celulă de filtru telegrafic*

Raportul de transformare, al transformatorului ideal introdus, s-a ales $n = 20{,}04$, pentru a obține valori apropiate pentru toate inductanțele și aceeași valoare de capacitate 0,01 μF (valoare normalizată) pentru toate condensatoarele în afară de condensatorii $C_1$.

Calculînd senzitivitățile exponentului de transfer pe imagini în funcție de elementele componente pe baza formulelor (IV—6), pentru valorile:

$n = 20{,}04$, $f_0 = 1740$ Hz, $f_{control} = f = 1860$ Hz și $\xi = \frac{\omega_1 - \omega_{-1}}{\omega_0} = 68{,}965 \cdot 10^{-3}$,

rezultă următoarele valori:

$$S^{\varrho}_{L_1} = 2{,}500,\ S^{\varrho}_{C_0} = 2{,}678,\ S^{\varrho}_{C_2} = 2{,}260,$$

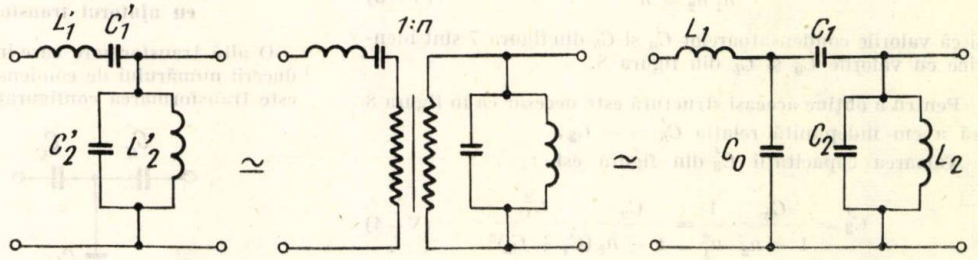
$$S^{\varrho}_{L_2} = 2{,}184,\ S^{\varrho}_{C_1} = 0{,}268,$$

Observăm că senzitivitatea $S^{\varrho}_{C_1}$ este de aproximativ zece ori mai mică decît senzitivitățile tuturor celorlalte elemente ceea ce verifică afirmația din lucrarea citată [3].

Aceasta înseamnă că în calculul toleranțelor, capacității $C_1$ i se poate da un factor de pondere de aproximativ 10, față de celelalte elemente pentru ca abaterea acestor condensatoare să aibă, aceleași influențe ca restul elementelor, asupra variației atenuării filtrului.

## V. CALCULUL SENZITIVITĂȚILOR EXPONENTULUI DE TRANSFER PE IMAGINI, PENTRU UN LANȚ DE CELULE ÎNTRE CARE AU SURVENIT TRANSFORMĂRI NORTON

Utilizarea transformărilor Norton, după cum a reieșit, are un scop dublu și anume:




a) reducerea numărului de elemente (condensatoare pentru obținerea celulelor cu număr minim de bobine);

b) schimbarea impedanțelor în interiorul filtrului, în vederea obținerii de valori optime din punct de vedere al realizării.

Pentru obținerea structurilor de filtre cu număr minim de bobine, transformările Norton, în mod practic nu se aplică semicelulelor (celulelor) parțiale, ci ansamblului rezultat.

Întrucît în lucrarea de față senzitivitățile exponentului de transfer au fost calculate pentru fiecare semicelulă, este

necesar să obținem posibilitatea descompunerii transformării Norton, care s-a aplicat unui element ce a provenit din combinarea a două semicelule distincte, în două transformări echivalente, fiecare aplicîndu-se unei semicelule.

Frecvent apare necesitatea, din motive de adaptare ,să trecem la structuri de un anumit tip, care prezintă o impedanță caracteristică cu o variație în funcție de frecvență necorespunzătoare, la semicelule de alt tip, mai avantajoase din acest punct de vedere.

Rezultă structurile din figura 7.

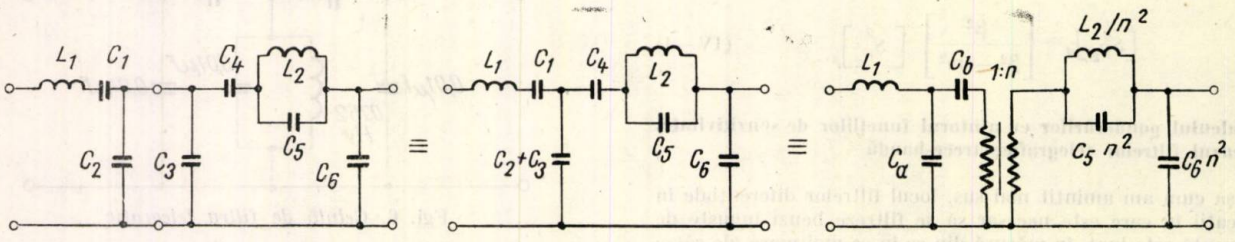



Fig. 7. *Lanț de celule 1/2 K + M', căruia i s-a aplicat o transformare Norton*

În figura 7 s-a aplicat cazul special al transformării Norton [5], din care rezultă

$$n = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_1}, \quad C_a = \frac{C_1\ (C_2 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3} \quad C_b = \frac{C_1^2}{C_1 + C_2 + C_3}. \tag{V-1}$$

La aceeași structură se poate ajunge aplicînd aceeași transformare semicelulei din figura 7 și transformarea generală celulei obținute, ceea ce este ilustrat în figura 8.

În continuare se va verifica dacă valoarea capacității $C_a$ din figura 7 este aceeași cu cea corespunzătoare din figura 8.

Valoarea lui $C_a$ din figura 8 este

$$C_a = \frac{C_1\ (C_2 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3} \tag{V-7}$$

iar valoarea lui $C_a$ din figura 8 este rezultatul sumei capacităților $C_a'$ și $C_4'$ și anume :

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3\ (C_1 + C_2)}{C_1 + C_2 + C_3} \frac{C_1^2}{(C_1 + C_2)^2} = \frac{C_1\ (C_2 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3} = C_a \tag{V-8}$$

În figura 7 capacitatea $C_b$ este rezultatul a două capacități în serie și anume $C_4$ și $\frac{C_1^2 n^2}{C_1 + C_2 + C_3}$ a căror rezultantă este $\frac{C_4 (C_1 + C_2 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4}$. În figura 8 valoarea capacității $C_5'$ este

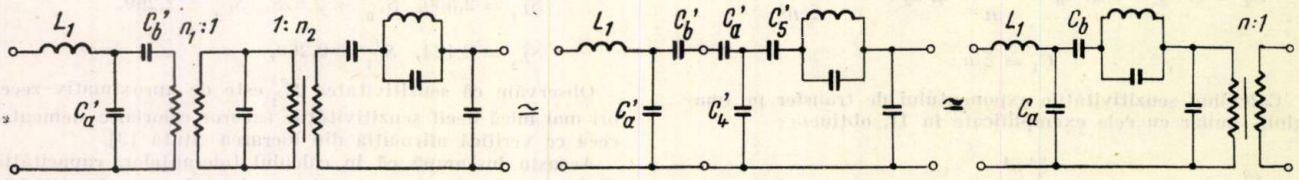



Fig. 8. *Lanț de celule 1/2 K + M', căruia i s-au aplicat două transformate Norton*

Raportul de transformare $n_1$, precum și valorile elementelor $C_a'$ și $C_b'$, conform acelorași relații sînt date în

$$n_1 = \frac{C_1 + C_2}{C_1}, \quad C_a' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad C_b' = \frac{C_1^2}{C_1 + C_2} \tag{V-2}$$

Pentru a arăta *unicitatea* soluției trebuie să verificăm că valoarea raportului de transformare $n$ rezultant este egal cu

$$n_1 n_2 = n \tag{V-3}$$

și că valorile condensatoarelor $C_a$ și $C_b$ din figura 7 sînt identice cu valorile $C_a$ și $C_b$ din figura 8.

Pentru a obține aceeași structură este necesar ca în figura 8 să avem îndeplinită relația $C_b' = -C_3'$,

Valoarea capacității $C_3'$ din figură este :

$$C_3' = \frac{C_3}{1 - n_2} \cdot \frac{1}{n_1^2} = \frac{C_3}{1 - n_2} \frac{C_1^2}{(C_1 + C_2)^2}. \tag{V-4}$$

Din condiția $C_a'\ C_b' = -C_3'$ rezultă

$$n_2 = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_1 + C_2} \tag{V-5}$$

și deci

$$n_1 n_2 = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_1} = n \tag{V-6}$$

$$\frac{C_3}{n_2 (n_2 - 1)} = \frac{(C_1 + C_2)}{C_1 + C_2 + C_3}. \tag{V-9}$$

Prin legarea acesteia în serie cu $C_4'$ rezultă

$$C_b = \frac{C_4\ (C_1 + C_2 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4}. \tag{V-10}$$

**Transformarea configurației $T$ în configurația $\pi$ (și invers) cu ajutorul transformărilor Norton**

O altă transformare care intervine frecvent în vederea reducerii numărului de condensatoare sau a sumei capacităților este transformarea configurației $T$ în $\pi$ sau invers (fig. 9).

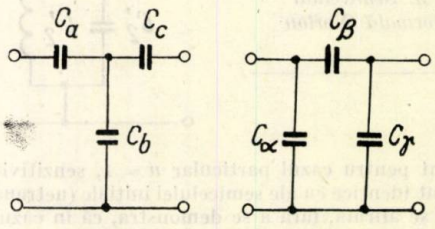



Fig. 9. *Echivalența T—π a celulelor formate din capacități.*

Întrucît această transformare de regulă nu se efectuează asupra unui ansamblu de capacități ale aceleași semicelule (celule) este necesar și aici să putem descompune această

transformare în alte două echivalente (cîte una pentru fiecare semicelulă în parte).

Relaţiile de trecere de la o configuraţie la alta sînt cunoscute sub forma

$$C_\alpha = \frac{C_a\, C_c}{\Sigma C},\quad C_a = \frac{\pi\, C}{C_\gamma},$$

$$C_\beta = \frac{C_a\, C_b}{\Sigma C},\quad C_b = \frac{\pi\, C}{C_\alpha}, \qquad (V-11)$$

$$C_\gamma = \frac{C_b\, C_c}{\Sigma C},\quad C_c = \frac{\pi\, C}{C_\beta},$$

Pentru trecerea din $\pi$ în $T$, în configuraţia din figura 10 se aplică transformările Norton din figura 11.

Din condiţiile de identitate rezultă :

$$n_1\, n_2 = 1,$$

$$\text{şi } n_1 = n_2^{-1} = n = \frac{C_\alpha\, C_\beta + C_\beta\, C_\gamma}{\pi\, C}, \qquad (IV-14)$$

iar pentru $C_a$, $C_b$ şi $C_c$ valorile din relaţiile V—11.

În cazul cînd pe lîngă o trecere de la o configuraţie la alta mai este necesară şi o transformare de impedanţă, adică

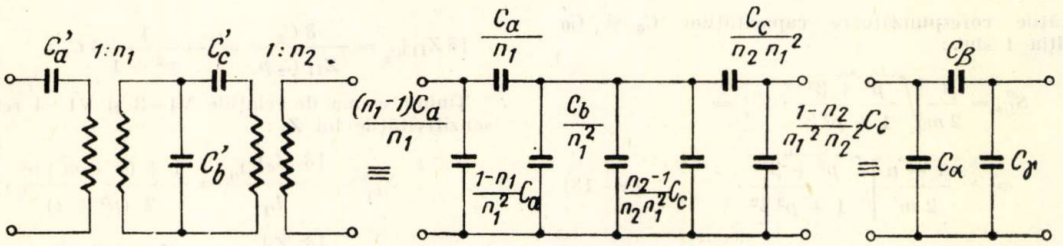



Fig. 10. *Trecerea din configuraţia T în configuraţia π, cu ajutorul transformării Norton.*

unde s-a notat

$$\Sigma C = C_a + C_b + C_c \quad \text{şi} \quad \pi C = C_\alpha\, C_\beta + C_\alpha\, C_\gamma + C_\gamma\, C_\beta.$$

Pentru a ajunge la această transformare cu ajutorul transformărilor Norton, în celula $T$ se vor aplica capacităţilor $C_a$ şi $C_c$, transformările obişnuite (fig. 10) :

produsul celor două rapoarte de transformare $n_1 n_2 = r \neq 1$ rezultă (pentru cazul trecerii din $T$ în $\pi$) :

$$n_1\, n_2 = r,$$

$$n_1 = \frac{r\,(\Sigma\ C)}{rC_a + C_c} \qquad (V-15)$$

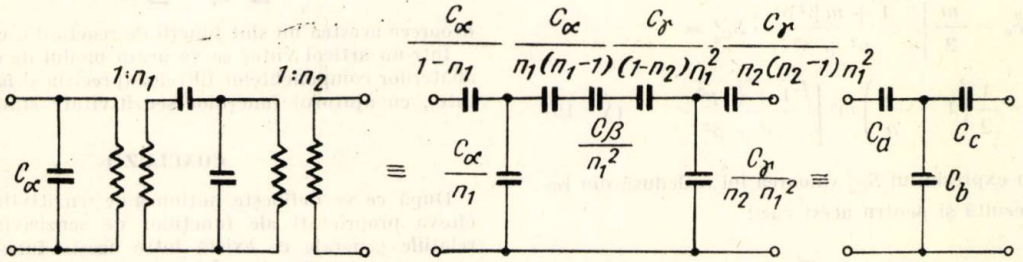



Fig. 11. *Trecerea din configuraţia π în configuraţia T, cu ajutorul transformării Norton.*

Pentru identitatea configuraţiilor din figura 10 este necesar să fie îndeplinite condiţiile :

$$n_1\, n_2 = 1,$$

$$\frac{1-n_1}{n_1^2}\, C_a + \frac{1}{n_1^2}\, C_b + \frac{1-n_2}{n_1^2\, n_2}\, C_c = 0. \qquad (V-12)$$

În cele ce urmează se va arăta că în cazul în care, după aplicarea transformării Norton, rezultă două capacităţi în serie (sau paralel) egale şi de semne contrare, astfel încît rezultatul să constituie un scurtcircuit (sau un gol), atunci şi senzitivităţile acestor capacităţi sînt egale şi de semne contrare.

Se vor examina două cazuri posibile şi anume în primul caz transformarea ce se aplică unei celule de tip $M'$ este pre-

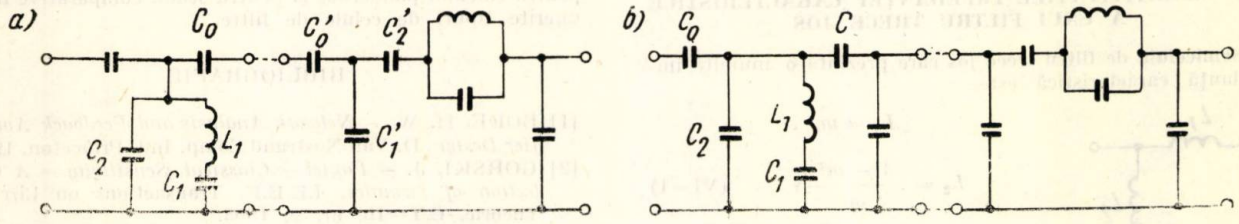



Fig. 12. *Lanţ de celule de bandă $M + M'$.*

Din aceste relaţii rezultă valoarea lui $n_1 = n_2^{-1} = n$, unde

$$n = \frac{\Sigma\, C}{C_a + C_c}, \qquad (V-13)$$

iar pentru $C_\alpha$, $C_\beta$ şi $C_\gamma$ valorile din relaţiile V—11.

cedată de o celulă de tip M, sau transformarea se aplică unei celule M şi este urmată de o celulă M'.

Semicelulele rezultate după aplicarea transformărilor Norton precum şi senzitivităţile corespunzătoare ale exponentului de transfer sînt date în [6].

Cele două cazuri amintite mai sus au fost notate în figura 12 prin poziţia I şi poziţia II.

În relațiile (V—16) s-a notat cu $m$ modulul polului celulei $M$ și cu $m'$ modulul polului celulei $M'$,

$$C_0 = m,\ C_0' = \frac{m'}{1-n},\ C_1' = \frac{m'}{n}. \qquad (V-16)$$

Punînd condiția ca valoarea capacității $C_0$ să fie egală și de semn contrar cu valoarea lui $C_0'$ (în vederea reducerii din schemă a rezultantei lor), se obține următoarea relație :

| Pentru poziția I | Pentru poziția II |
|---|---|
| $m = \frac{m'}{n-1}$, de unde $n = 1 + \frac{m'}{m}$ ; | $\frac{1}{n} = 1 - \frac{m}{n'}$ (V—17) |

Senzitivitățile corespunzătoare capacităților $C_0$ și $C_0'$ pentru poziția I sînt :

$$S^{\sigma}_{C_0} = \frac{1}{2m}\sqrt{\frac{p^2+\beta^2}{1+p^2\beta^2}},\ S^{\sigma}_{C_0'} =$$

$$= -\frac{1-n}{2m'}\sqrt{\frac{p^2+\beta^2}{1+p^2\beta^2}}. \qquad (V-18)$$

Înlocuind în expresia lui $S^{\sigma}_{C_0'}$ valoarea lui $n$ dedusă din relația (V—17) rezultă :

$$S^{\sigma}_{C_0'} = \frac{1}{2m}\sqrt{\frac{p^2+\beta^2}{1+\beta^2p^2}} = -S^{\sigma}_{C_0}.$$

Pentru poziția II, valorile senzitivităților față de capacitățile $C_0$ și $C_0'$ sînt :

$$S^{\sigma}_{C_0} = \frac{m}{2}\sqrt{\frac{1+m\beta^2p^2}{p^2+\beta^2}},\ S^{\sigma}_{C_0'} =$$

$$= \frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{n}\right)m'\sqrt{\frac{1+\beta^2p^2}{p^2+\beta^2}}. \qquad (V-19)$$

Înlocuind în expresia lui $S_{C_0'}$ valoarea lui $n$ dedusă din relația V—17 rezultă și pentru acest caz :

$$S^{\sigma}_{C_0'} = -S^{\sigma}_{C_0}.$$

Rezultă că în ambele cazuri, cînd după transformarea Norton au apărut capacități egale și de semne contrare și valorile corespunzătoare ale senzitivităților sînt egale și de semne contrare. Aceasta este util de știut pentru calculul senzitivităților unui filtru, întrucît pentru capacitățile care se reduc din schemă nu va mai fi necesar să se calculeze senzitivitățile respective.

## VI. SENZITIVITĂȚILE IMPEDANȚEI CARACTERISTICE A UNUI FILTRU TRECE JOS

Semicelula de filtru trece jos care prezintă o anumită impedanță caracteristică este

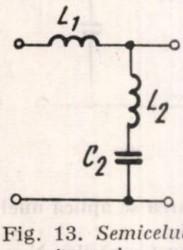



Fig. 13. *Semicelulă trece jos.*

$$L_1 = m,$$

$$L_2 = \frac{1-m^2}{m}, \qquad (VI-1)$$

$$C_2 = m.$$

Impedanțele schemei $X$ corespunzătoare semicelulei sînt :

$$Z_I = L_1 p = mp,$$

$$Z_{II} = (L_1 + L_2)p + \frac{1}{C_2 P} = \frac{p^2+1}{m p}, \qquad (VI-2)$$

și diferențiind logaritmic se obține :

$$\delta Z_c = \frac{1}{2}(\delta Z_I + \delta Z_{II}) \qquad (VI-3)$$

Diferențialele logaritmice parțiale ale lui $Z_I$ și $Z_{II}$ sînt :

$$[\delta Z_I]_{L_1} = \delta L_1,$$

$$[\delta Z_{II}]_{L_1} = Z_{II}^{-1} L_1 p\, \delta L_1 = \frac{m^2 p^2}{p^2+1}\delta L_1,$$

$$[\delta Z_{II}]_{L_2} = Z_{II}^{-1} L_2 p\, \delta L_2 = \frac{(1-m^2)p^2}{p^2+1}\delta L_2, \qquad (VI-4)$$

$$[\delta Z_{II}]_{C_2} = \frac{\delta C_2}{Z_{II} C_2 p} = -\frac{1}{p^2+1}\delta C_2.$$

Ținînd seama de relațiile VI—3 și VI—4 rezultă pentru senzitivitățile lui $Z_c$ :

$$S^{Z_c}_{L_1} = \frac{[\delta Z_c]_{L_1}}{L_1} = \frac{1+(1+m^2)p^2}{2(p^2+1)},$$

$$S^{Z_c}_{L_2} = \frac{[\delta Z_c]_{L_2}}{L_2} = \frac{(1-m^2)p^2}{2(p^2+1)},$$

$$S^{Z_c}_{C_2} = \frac{[\delta Z_c]_{C_2}}{\delta C_2} = -\frac{1}{2(p^2+1)}.$$

*Observație* : Pentru impedanțe caracteristice nu este valabilă relația (III—19) sub forma

$$\sum S^{Z}_{L_i} = \sum S^{Z}_{C_j} + 1,$$

deoarece acestea nu sînt funcții de reactanță, ci funcții „$Q$".

Într-un articol viitor se va arăta modul de determinare al abaterilor componentelor filtrelor (precizia și factorul de calitate), cu ajutorul funcțiilor senzitivitate stabilite mai sus.

## CONCLUZII

După ce se definește noțiunea de senzitivitate și se arată cîteva proprietăți ale funcțiilor de senzitivitate, se arată relațiile generale ce există între aceste funcții și abaterile componentelor filtrelor. În continuare se ilustrează metoda de calcul a senzitivităților exponentului de transfer pe imagini, insistîndu-se asupra filtrelor transformate Norton, deoarece acestea pun o serie de probleme specifice, pentrucă în final nu mai pot fi privite ca formate din semicelule parțiale distincte, ci ca un tot unitar.

Se deduc relații generale, privind sumele senzitivităților parțiale ale exponentului de transfer pe imagini și ale unei immitanțe de intrare și se arată că acestea rămîn invariante față de transformările generale Norton.

Se ilustrează modul de folosire al funcțiilor de senzitivitate pentru calculul ponderilor și pentru studii comparative între diferite tipuri de celule de filtre.

## BIBLIOGRAFIE


[1] BODE, H. W. — *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, D. Van Nostrand Comp. Ind. Princeton, 1945.

[2] GORSKI, J. — *Popiel — Classical Sensitivity — A Collection of formules*, I.E.E.E. Transactions on Circuits Theorie, C.T—10, nr. 2, 1963.

[3] STARR, A. T. — *Electric Circuits and wave Filtres* London, Sir Isaac Pitman Sons Ltd, 1948.

[4] C.C.I.T.T. *Livre Rouge, Tome III și Tome VII* Publié par U.I.T., 1961.

[5] ȘTEFĂNESCU, S., — Filtre economice, Telecomunicații, 8 (1964) nr. 4, iulie.

[6] ȘTEFĂNESCU, S. — *Stabilirea unor funcții de senzitivitate și calculul abaterilor statistice ale elementelor filtrelor cu caracteristici prescrise, pe baza acestor funcții.* Lucrare de disertație, I.P.B., 1964.

Ing. GRIGORE STELIAN
candidat în ştiinţe tehnice

# Utilizarea calculului probabilităţilor şi a metodelor matematico-statistice la analiza ştiinţifică a indicatorilor de calitate P. T. T. R.

## I. INTRODUCERE

Calitatea muncii în unităţile de poştă şi telecomunicaţii este urmărită prin indicatorii de calitate P.T.T.R., indicatori ce se înregistrează prin dări de seamă statistice.

Indicatorii cuprinşi în aceste dări de seamă sînt grupaţi în trei capitole mari şi anume :

— indicatori privind calitatea serviciilor T.T.R. (telegraf, telefon, radio şi radioficare),

— indicatori privind calitatea serviciilor de poştă şi presă,

— reclamaţii prezentate şi sosite.

Dacă vom considera transmiterea telegramelor, deservirea convorbirilor interurbane de plecare cu plată, efectuarea curselor poştale, efectuarea schimburilor cu vagoanele poştale, îndrumările de saci cu trimiteri poştale, difuzarea de reviste şi ziare etc. ca operaţii de masă, se poate aplica şi pentru aceste cîmpuri de evenimente definiţia clasică a probabilităţii care precizează că : „*Probabilitatea unui eveniment care se produce la întîmplare este raportul dintre numărul cazurilor favorabile şi numărul cazurilor posibile, cu condiţia ca toate cazurile să fie egal posibile*".

Dacă într-o operaţie de masă din sectorul P.T.T.R., notăm cu $E$ evenimentul ce se observă (deservirea unei convorbiri interurbane, transmiterea în termen a telegramelor etc.), în medie de $a$ ori într-un număr total de $n$ cazuri (convorbiri telefonice interurbane cerute, telegrame prezentate pentru transmitere etc.), probabilitatea evenimentului ce se produce la întîmplare, pe care o notăm cu $P(E)$, va fi egală cu

$$P(E) = \frac{a}{n} = p$$

unde :

$P(E)$ este probabilitatea evenimentului de a se efectua în termen o convorbire telefonică, de a se transmite în termen o telegramă, de a se efectua o cursă poştală, de a se difuza o revistă sau un ziar etc. ;

$a$ — numărul care arată de cîte ori se produce evenimentul $E$ (cazurile favorabile) ;

$n$ — numărul de operaţiuni individuale ce se observă.

Aceasta este probabilitatea ce se obţine pe cale experimentală şi pentru fenomenele de masă din sectoarele de prestaţii P.T.T.R., căreia i se poate aplica dubla inegalitate :

$$0 \leqslant P(E) \leqslant 1$$

Probabilitatea evenimentului contrar sau complimentar lui $P(E)$, pe care-l notăm cu $P(E')$ este :

$$P(E') = \frac{n-a}{n} = q = 1 - p$$

unde :

$P(E')$ este probabilitatea de a se anula o convorbire interurbană, transmiterea cu întîrziere a unei telegrame, neefectuarea unei curse poştale, nedifuzarea unei reviste sau a unui ziar etc. ;

$n - a$ este numărul de cîte ori se produce evenimentul $P(E')$

Avînd în vedere cele de mai sus, putem preciza că definiţia clasică a probabilităţii aplicată la sectoarele de prestaţii P.T.T.R. se bazează pe următoarele :

— Şi în operaţiunile de masă P.T.T.R. rezultatul este constituit dintr-un număr bine determinat de $n$ cazuri egal posibile, care se exclud reciproc. Deci nu se poate întîmpla în acelaşi timp ca, într-o operaţie individuală de exemplu, o convorbire telefonică interurbană să fie în acelaşi timp deservită şi anulată.

— Evenimentul $E$ se produce neapărat în operaţia de masă în $a$ cazuri, numite cazuri favorabile lui $E$, şi nu se va produce în celelalte $n-a$ cazuri, numite cazuri nefavorabile lui $E$.

Să presupunem că observăm deservirea a 100 de convorbiri telefonice interurbane ce se efectuează de la acelaşi schimbător telefonic şi pe aceiaşi direcţie ; dacă vom constata că 98 convorbiri telefonice au fost deservite, vom spune că raportul 98/100 se numeşte *frecvenţă*.

Dacă din $n$ experienţe (observaţii), un eveniment s-a verificat de $m$ ori, raportul $\frac{m}{n}$ ne dă frecvenţa corespunzătoare apariţiei evenimentului considerat în seria de experienţe făcute.

Frecvenţa definită mai sus este şi ea, ca şi probabilitatea, un număr pozitiv, cuprins între zero şi unu, inclusiv aceste valori.

Noţiunea teoretică de probabilitate a unui eveniment nu poate fi despărţită de noţiunea de frecvenţă şi deci calculul probabilităţilor se poate aplica şi în sectoarele P.T.T.R. la care există o stabilitate a frecvenţelor în jurul probabilităţilor.

În toate domeniile în care se aplică metodele matematico-statistice, un eveniment este considerat ca practic imposibil, dacă probabilitatea ca el să se producă este mai mică decît un anumit număr. Acest număr, conform definiției probabilității, este cuprins între zero și unu, și se numește *prag de probabilitate.*

Mărimea pragului de probabilitate depinde de importanța sectorului în care se aplică. De exemplu sînt sectoare în care pragul de probabilitate este $10^{-5}$ sau $10^{-6}$ și chiar mai mic, ceea ce echivalează, practic, cu imposibilitatea apariției evenimentului, care, în general, nu trebuie să apară în domeniul respectiv de activitate.

În sectoarele P.T.T.R., pragul de probabilitate trebuie să fie ales în funcție de condițiile tehnice și de exploatare puse la dispoziție pentru primirea, prelucrarea și distribuirea prestațiilor respective. Deci planificarea pragului de probabilitate egal cu zero, de exemplu la convorbiri telefonice anulate, este în funcție de elementele : om, mijloace tehnice și probabilitatea de apariție a accidentelor. Se va considera practic că nu vom avea convorbiri telefonice anulate, dacă ele se mențin sub pragul de probabilitate impus, care ține seamă de toate elementele enumerate mai sus.

## II. APLICAREA VARIABILEI ALEATORII, VALORILOR MEDII ȘI ABATERILOR LA URMĂRIREA INDICILOR DE CALITATE P.T.T.R.

Numărul de prestații (scrisori, recomandate, colete, mandate, convorbiri telefonice urbane și interurbane, telegrame, numărul deranjamentelor etc.) ce se prelucrează la un moment dat sau într-un interval de timp determinat într-o unitate de poștă și telecomunicații poate să fie considerat ca o mărime $X$, care variază la întîmplare luînd diferite valori $x_1$, $x_2$, $x_3$ ... $x_n$. Această mărime $X$, care variază la întîmplare, este o *variabilă aleatorie* (*întîmplătoare sau statistică*).

Exemplu : să considerăm numărul de comenzi pentru convorbiri telefonice interurbane ce apar din 10 în 10 min într-o centrală telefonică ca o variabilă aleatorie, care ia una din valorile $x_1$, $x_2$, $x_3$, ..., $x_n$ cu probabilitățile respective $p_1$, $p_2$, $p_3$, ..., $p_n$.

În baza regulei de adunare a probabilităților, vom avea

$$p_1 + p_2 + p_3 + \ldots + p_n = 1$$

Mulțimea valorilor $x_1$, $x_2$, $x_3$, ..., $x_n$ pe care le poate lua variabila $X$ (numărul de comenzi pentru convorbiri telefonice interurbane) cu probabilitățile respective $p_1$, $p_2$, $p_3$, ..., $p_n$, se numește *distribuția* comenzilor de convorbiri telefonice interurbane, deci a variabilei aleatoare $X$, care se notează schematic

$$X \begin{bmatrix} x_1, & x_2, & x_3, & \ldots, & x_n \\ p_1, & p_2, & p_3, & \ldots, & p_n \end{bmatrix}.$$

*Valoarea medie $M(X)$*, a variabilei aleatorii, de comenzi pentru convorbiri telefonice interurbane care, în cazul nostru, ia un număr finit de valori

$$X \begin{bmatrix} x_1, & x_2, & x_3, & \ldots, & x_n \\ p_1, & p_2, & p_3, & \ldots, & p_n \end{bmatrix},$$

va fi

$$M(X) = p_1 x_1 + p_2 x_2 + p_3 x_3 + \ldots p_n x_n$$

Valoarea medie a unei variabile aleatorii mai este cunoscută și sub numele de *speranță matematică*. Valoarea medie se mai notează și prin $X$.

Dacă în exemplul ales considerăm că $x_\alpha$ este cel mai mic număr al comenzilor de convorbiri telefonice interurbane dintre valorile $x_1$, $x_2$, $x_3$, ..., $x_n$ și $x_\beta$ cel mai mare număr de comenzi, putem scrie dubla inegalitate

$$x_\alpha \leqslant M(X) \leqslant x_\beta$$

Se poate spune că, în procesul său de variație, variabila aleatorie $X$ a comenzilor de convorbiri telefonice interurbane oscilează în jurul valorii ei medii. Notînd prin $\xi_i$ diferența față de valoarea medie, putem scrie :

$$\xi_i = x_i - M(X)$$

unde $i = 1, 2, 3, \ldots, n$.

Această diferență a numărului de comenzi față de numărul mediu de comenzi se numește *abatere*. De asemenea, abaterea poate lua diferite valori și se poate considera la rîndul său ca fiind o variabilă aleatorie de forma :

$$\xi = X - M(X)$$

Distribuția abaterii va fi

$$\xi \begin{bmatrix} \xi_1, & \xi_2, & \xi_3, & \ldots, & \xi_n \\ p_1, & p_2, & p_3, & \ldots, & p_n \end{bmatrix}.$$

De remarcat este faptul că dacă se va face valoarea medie a abaterii numărului de comenzi pentru convorbiri telefonice interurbane, se va găsi că este egală cu zero. Adică

$$M(\xi) = \sum_{i=1}^{n} p_i \xi_i = \sum_{i=1}^{n} p_i (x_i - m) =$$

$$= \sum_{i=1}^{n} p_i x_i - p_i m = m - m = 0,$$

unde :

$$i = 1, 2, 3, \ldots, n;$$

$$m = \text{valoare amedie } M(X)$$

După ce am constatat că valoarea medie a unei variabile aleatorii se poate aplica la toate

prestațiile P.T.T.R., precum și la foarte multe operațiuni din specialitatea telecomunicațiilor, să considerăm că avem de determinat valoarea medie a unei prestații P.T.T.R. (comenzi pentru convorbrii telefonice interurbane) pe un raion administrativ.

Știm că într-un raion administrativ există mai multe centrale telefonice interurbane la care se pot face comenzi pentru convorbiri telefonice interurbane. Aceste centrale telefonice să le notăm cu $A$, $B$, $C$, ..., $N$. Vom avea deci pentru fiecare centrală telefonică cîte o variabilă aleatorie $X_A$, $X_B$, $X_C$, ..., $X_n$ la care se pot determina după procedeul cunoscut, valorile medii : $M(X_A)$, $M(X_B)$, $M(X_C)$, ..., $M(X_N)$.

Pentru determinarea valorii medii a variabilei aleatorii $X$ de convorbiri telefonice interurbane pe întreg raionul, se va putea aplica teorema următoare :

*Valoarea medie a sumei unui număr finit de variabile aleatorii este egală cu suma valorilor medii ale fiecărei variabile.*

Deci în cazul nostru vom putea nota :

$$M(X) = M(X_A + X_B + X_C + \ldots + X_N) =$$

$$= M(X_A) + M(X_B) + M(X_C) + \ldots + M(X_N)$$

De asemenea, dacă în acest exemplu se va constata că valoarea medie pentru diferite centrale $A$, $B$, $C$ este egală, pentru determinarea valorii medii, numai pentru acest grup de centrale, se va putea aplica formula :

$$M(kX_A) = kM(X_A)$$

unde $k$ este o constantă, în cazul nostru $k = 3$, deoarece $M(X_A) = M(X_B) = M(X_C)$.

Prin darea de seamă statistică „TR. 16 P.T.T.R." se urmăresc și opririle tehnice ca număr și durată, de exemplu : opriri tehnice în telefonia interurbană, din care :

*a*) în echipamentul propriu, ca număr de opriri și durată,

*b*) în linii, ca număr de opriri și durată.

În acest caz, pentru fiecare punct *a*, *b* există cîte două variabile aleatorii :

$X$ = numărul de opriri tehnice,

$Y$ = durata opririlor tehnice,

la care se pot calcula valorile medii $M(X)$ și $M(Y)$.

În cazul cînd se dorește să se cunoască durata totală a întreruperilor tehnice pe unitatea P.T.T.R. căreia i se cunosc valorile medii $M(X)$ și $M(Y)$ va trebui să aplicăm următoarea teoremă :

*Valoarea medie a unui produs de variabile independente este egală cu produsul valorilor medii ale variabilelor considerate*

Deci :

$$M(Z) = M(X) \cdot M(Y)$$

în cazul nostru :

$M(Z)$ este valoarea medie a variabilei aleatorii rezultante ;

$M(X)$ — valoarea medie a numărului de deranjamente ;

$M(Y)$ — valoarea medie a duratei opririlor tehnice.

În unele studii statistice din sectoarele P.T.T.R. este necesar ca o variabilă aleatorie să fie ridicată la o putere de ordinul $k$. În acest caz se poate calcula valoarea medie după

$$M(X^k) = p_1 x_1^k + p_2 x_2^k + \ldots + p_n x_n^k,$$

unde $M(X^k)$ este o valoare medie a variabilei $X$ ridicată la puterea $k$. În acest caz valorii medii i se spune *moment de ordinul k al variabilei X.*

Dacă se extrage radicalul de ordinul $k$ din expresia de mai sus, vom obține

$$M_k = \sqrt[k]{M(X^k)} = \sqrt[k]{p_1 x_1^k + p_2 x_2^k + \ldots + p_n x_n^k},$$

în această situație obținem valoarea medie de ordinul $k$ a variabilei aleatorii $X$.

Se poate observa că dacă în expresia de mai sus facem $K = 1$, obținem valoarea medie $M(X)$ căreia i se mai spune și *speranță matematică* :

Cînd facem $K = -1$ obținem :

$$M_{-1} = \left(\frac{p_1}{x_1} + \frac{p_2}{x_2} + \ldots + \frac{p_n}{x_n}\right)^{-1}$$

care este *media armonică* a valorilor $x_i$ ($i = 1, 2, 3, \ldots, n$).

Cînd facem pe $K = 0$, momentul $M_0$ se prezintă sub formă nedeterminată.

Aplicînd logaritmi și regula lui L'Hôpital, se va obține expresia :

$$M_0 = x_1^{p_1} \cdot x_2^{p_2} \ldots x_n^{p_n},$$

expresie care se numește *media geometrică* a valorilor $x_i$ ($i = 1, 2, 3, \ldots n$)

Se poate demonstra, de asemenea, că *momentul de ordinul al doilea* al variabilei aleatorii $X$ este

$$M(X^2) = p_1 x_1^2 + p_2 x_2^2 + \ldots p_n x_n^2$$

Expresia $\sqrt{M(X^2)}$ se numește *valoare medie patratică.*

Folosind cunoscuta identitate a lui Lagrange, se poate obține inegalitatea

$$M(X^2) - [M(X)]^2 \geqslant 0$$

ceea ce, evident înseamnă că

$$M(X^2) \geqslant [M(X)]^2,$$

adică *media pătratică a variabilei X* este mai mare decît momentul de ordinul întîi al aceleeași variabile aleatorii.

Din cele expuse asupra valorilor medii se poate trage concluzia că dacă studiile statistice asupra indicilor de calitate P.T.T.R. se vor face asupra unui număr mic de experiențe practice, se vor obține probabilități statistice

și valori medii statistice care se vor abate de la legea de probabilitate teoretică și respectiv de la valoarea medie teoretică însă, în cazul unui număr mare de experiențe (observații), mediile statistice vor oscila cu abateri foarte mici în jurul valorii teoretice, iar legitatea statistică se va apropia de legea de probabilitate.

Deci în concluzie, se poate spune că din punct de vedere practic, valoarea medie poate caracteriza destul de bine variabila aleatorie, mai ales atunci cînd se referă la o operație de masă sau la o operație repetată de multe ori.

Totuși sînt situații cînd numai valoarea medie nu poate caracteriza suficient de bine variabila aleatoare și în acest caz pentru a se afla trăsăturile esențiale ale fenomenelor de exploatare din domeniul telecomunicații, se recurge la abaterea valorilor efective ale variabilei aleatorii față de valoarea ei medie. Cu alte cuvinte, trebuie să se vadă cît de mult sînt *împrăștiate* sau „*dispersate*" toate aceste valori efective.

Deja s-a arătat că abaterea

$$\xi = X - M(X)$$

este și ea la rîndul ei o variabilă aleatorie, care se supune unei legi de probabilitate. Deoarece

$$M(\xi) = 0,$$

nu se poate folosi valoarea medie a abaterii ca măsură a împrăștierii — a dispersiei valorilor variabilei aleatorii $X$ în jurul valorii ei medii $M(X)$. De aceea se ia în considerație *abaterea medie în valoare absolută* sau *abaterea medie pătratică*.

$$| X_i - M(X) | = | \xi_i |$$

unde :

$$i = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots,\ n\ ;$$

$|\xi|$ este abaterea medie în valoare absolută.

Deoarece în studiile teoretice calculele cu mărimi absolute dau complicații analitice, se folosesc în studiile statistice P.T.T.R., ca măsură a concentrării abaterilor, numai abaterile medii pătratice.

În studiile noastre pentru abaterea medie pătratică se va folosi formula

$$M(\xi^2) = \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2 \cdot p_i = \sigma^2 = D^2(X)$$

unde $\sigma^2 = D^2(X)$ este *dispersia variabilei* aleatorii $X$. Dispersia ne dă o imagine aproximativă a distribuției pătratului abaterii $X - M(X)$.

Dacă se extrage rădăcina pătrată din formula de mai sus, se obține *abaterea medie pătratică*, fapt ce caracterizează aproximativ nivelul abaterii. În formula

$$\mu = \sigma = \sqrt{M(\xi^2)}$$

$\mu$ sau $\sigma$ reprezintă abaterea medie pătratică, a cărei expresie mai poate fi scrisă și astfel :

$$\mu = \sqrt{\Sigma\ p_i (x_i - \bar{x})^2}$$

Abaterea medie pătratică a sumei prin abaterile medii pătratice ale termenilor sumei, în cazul evenimentelor independente, se exprimă prin

$$\mu = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \mu_i^2}.$$

Este de remarcat în cazul abaterii că : *abaterea medie pătratică a mediei aritmetice a unui număr de variabile independente este mai mică decît abaterea medie patratică a fiecărei variabile în parte și anume cu de n ori mai mică.*

Dispersia de tipul

$$\sigma^2 = D^2(X) = \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2 \cdot p_i$$

este momentul centrat de ordinul doi. Momentul centrat de ordinul $k$ este :

$$\mu = \sum_{i=1}^{n} p_i [(x_i - M(x)]^k$$

Momentele centrate indică anumite proprietăți intrinseci ale variabilelor aleatorii și sînt folosite în unele studii statistice asupra fenomenelor din sectoarele de poștă și telecomunicații.

Prin aplicarea la analiza indicilor de calitate P.T.T.R., a momentelor centrate și în special a studiului dispersiei, cu ajutorul abaterilor medii pătratice, putem avea o indicație necesară asupra mărimii pe care o iau abaterile valorilor unei variabile aleatorii.

Exemplu — să considerăm că numărul mediu de recomandate ce se prezintă într-o zi la o unitate $A$ de poștă este de $M(X_A) = 250$, la alta de $M(X_B) = 247$, iar abaterile medii pătratice sînt respectiv $\sigma_A = 80$ și $\sigma_B = 4$.

Din acest exemplu se poate vedea că numărul cel mai mare de recomandate prezentate pe an este la unitatea $A$, dar abaterea medie pătratică ne arată că munca ce se depune la unitatea $B$ în tot cuprinsul anului este mai constantă, deoarece $\sigma_B \leqslant \sigma_A$.

În exemplul nostru abaterile medii pătratice $\sigma_A$ și $\sigma_B$, ne indică numai nivelul aproximativ al abaterii, dar nu ne arată și numărul aproximativ al abaterilor mari sau mai mici în sens negativ sau pozitiv.

Deci putem spune că $\sigma_A = 80$ și $\sigma_B = 4$ ne indică doar gradul mai mare sau mai mic de concentrare a numărului de recomandate în jurul valorilor medii $M(X_A) = 250$ și $M(X_B) = 247$, dar aceste abateri medii pătratice nu ne indică mărimea probabilității de a avea abateri de o mărime dată.

Prin formula :

$$P[|X - M(X)| \geqslant L] \leqslant \frac{\sigma^2}{L^2}$$

se arată că probabilitatea ca abaterile în valori absolute să fie mai mari decît un număr pozitiv oarecare $L$ este mai mică decît dispersia împărțită la $L^2$.

Iar în formula

$$P\ [\,|\,X - M\ (X)\,|\leqslant L\,]\geqslant 1 - \frac{\sigma^2}{L^2}$$

se arată același lucru sub o altă formă și anume : probabilitatea ca abaterile în valori absolute să fie mai mici decît un număr pozitiv oarecare $L$ este mai mare decît $1 - \frac{\sigma^2}{L^2}$. Aceste formule au fost studiate de către Cebîșev și Bienaymé.

În formula de mai sus este vorba de o limită inferioară a probabilităților ca abaterile în valori absolute ale valorilor unei variabile aleatorii $X$ să fie mai mici decît un număr pozitiv oarecare.

Dacă se ia drept unitate de măsură pentru abateri, abaterea medie pătratică $\sigma = \mu$, atunci $L = k$, unde $k$ este un coeficient oarecare.

În acest sens formula de mai sus se poate scrie sub forma

$$P\,[\,|\,X - M\,(X)\,|\leqslant K\,\sigma\,]\geqslant 1 - \frac{\sigma^2}{k^2\,\sigma^2} = 1 - \frac{1}{k^2}$$

Să reluăm exemplul de mai înainte :

Două unități poștale $A$, $B$ au media zilnică de recomandate prezentate $M\,(X_A) = 250$ și $M\,(X_B) = 247$ iar abaterile medii patratice $\sigma_A = 80$ și $\sigma_B = 4$. Să se determine care este limita inferioară a probabilității ca să obținem abateri absolute, mai mici de $2\sigma$ pentru fiecare caz în parte.

**Pentru cazul A**

Se introduc valorile $M\,(X_A) = 250$ și $\sigma = 80$ în formula :

$$P\,[\,|\,X - M\,(X)\,|\leqslant K\,\sigma\,]\geqslant 1 - \frac{1}{k^2}$$

Vom avea

$$P\,[\,|\,X_A - M\,(X_A)\,|\leqslant 2\cdot 80\,]\geqslant 1 - \frac{1}{2^2}$$

Notînd

$$\alpha = X_A - M\,(X_A)$$

vom putea spune că numărul cazurilor în care $\alpha$ se va abate de la medie în plus sau în minus cu $160 = 2\sigma$ va fi dat de probabilitatea

$$P\,[\,|\,M\,(X_A) - 2\,\sigma\,|\leqslant \alpha\leqslant [\,M\,(X_A + 2\,\sigma)\,]\geqslant 1 - \frac{1}{k^2}$$

Introducînd valorile respective vom obține

$$P\,[\,90\leqslant\alpha\leqslant 410\,]\geqslant 1 - \frac{1}{4}\geqslant\frac{3}{4} = 0{,}75 = 75\,\%$$

Deci cel puțin 75% din numărul recomandatelor ce se primesc zilnic în unitatea $A$ va fi cuprins între numerele 90 și 40.

**Pentru cazul B**

Procedînd în același mod ca la cazul $A$, vom obține în final

$$P\,[\,M\,(X_B) - 20\,\sigma\,]\leqslant\alpha\leqslant[\,M\,(X_B) + 2\,\sigma\,]\geqslant 1 - \frac{1}{k^2}$$

$$P\,[\,239\leqslant\alpha\leqslant 255\,]\geqslant 1 - \frac{1}{4}\geqslant\frac{3}{4} = 0{,}75 = 75\,\%$$

Deci și în acest caz cel puțin 75% din numărul valorilor obținute va fi cuprins, în medie, între valorile 239 și 255.

Comparînd și din acest punct de vedere, se observă că situația în unitatea $B$ este mai bună decît în unitatea $A$.

### III. DETERMINAREA TRĂSĂTURILOR ESENȚIALE ALE VARIAȚIEI ORARE A NUMĂRULUI DE CONVORBIRI TELEFONICE INTERURBANE DE PLECARE

Să considerăm că aplicăm metodele statistico-matematice la analiza procesului de deservire a convorbirilor telefonice interurbane, în vederea descoperirii măsurilor necesare îmbunătățirii acestei deserviri.

Pentru urmărirea reală a acestei analize luăm un raion administrativ care are patru centrale telefonice în teritoriu pentru deservirea convorbirilor interurbane. Pentru ușurință vom nota cele patru centrale telefonice interurbane cu literele A, B, C, D.

Din statistica a 180 de zile, ținută la fiecare centrală telefonică ($A$, $B$, $C$, $D$), s-a determinat media numărului de convorbiri telefonice interurbane plecare pe intervale din oră în oră (de la ora 0 la ora 1 ; de la ora 1 la ora 2 .... ; de la ora 22 la ora 23 și de la ora 23 la ora 24).

Datele așa cum au reeșit în urma acestei statistici, sînt arătate în tabela 1.

Din tabelă rezultă că în 24 ore se prelucrează :

— la centrala $A$ 652 convorbiri telefonice interurbane de plecare ;

— la centrala $B$ 336 convorbiri telefonice interurbane de plecare ;

— la centrala $C$ 268 convorbiri telefonice interurbane de plecare ;

— la centrala $D$ 143 convorbiri telefonice interurbane de plecare.

*Tabela 1*

| Interval de timp | Numărul de convorbiri telefonice interurbane plecare pe centrale | | | | Total număr de convorbiri pe raion |
|---|---|---|---|---|---|
| de la ora .... la ora | A | B | C | D | $A+B+C+D$ |
| 0—1 | 5 | 0 | 2 | 1 | 8 |
| 1—2 | 25 | 4 | 8 | 2 | 39 |
| 2—3 | 18 | 2 | 5 | 4 | 29 |
| 3—4 | 20 | 8 | 10 | 0 | 38 |
| 4—5 | 16 | 7 | 3 | 6 | 32 |
| 5—6 | 10 | 5 | 6 | 1 | 22 |
| 6—7 | 22 | 15 | 8 | 6 | 51 |
| 7—8 | 30 | 17 | 12 | 10 | 69 |
| 8—9 | 43 | 27 | 19 | 13 | 102 |
| 9—10 | 50 | 30 | 22 | 18 | 120 |
| 10—11 | 48 | 35 | 28 | 25 | 136 |
| 11—12 | 68 | 42 | 32 | 16 | 158 |
| 12—13 | 64 | 18 | 27 | 13 | 122 |
| 13—14 | 30 | 25 | 13 | 7 | 75 |
| 14—15 | 15 | 10 | 11 | 8 | 44 |
| 15—16 | 12 | 8 | 4 | 4 | 28 |
| 16—17 | 10 | 5 | 5 | 3 | 23 |
| 17—18 | 22 | 12 | 3 | 2 | 39 |
| 18—19 | 38 | 19 | 15 | 11 | 83 |
| 19—20 | 45 | 22 | 18 | 15 | 100 |
| 20—21 | 25 | 13 | 10 | 9 | 57 |
| 21—22 | 18 | 7 | 4 | 6 | 35 |
| 22—23 | 10 | 3 | 3 | 0 | 16 |
| 23—24 | 8 | 2 | 0 | 1 | 11 |
| Total pe 24 ore | 652 | 336 | 268 | 181 | 1 437 |
| Numărul mediu de convorbiri pe oră | 27,07 | 14 | 11,26 | 7,54 | 59,87 |

Deci în raionul ales se prelucrează, în medie pe cele 24 ore, un număr de 1 437 convorbiri telefonice interurbane de plecare, pentru care unitățile respective încasează taxele legale.

Tot din tabela 1 se pot vedea, pe fiecare centrală telefonică și pe întreg raionul administrativ, intervalele de ore în care se prelucrează numărul cel mai mare de convorbiri telefonice interurbane. Aceste ore cu numărul cel mai mare de convorbiri telefonice interurbane plecare se numesc ore de trafic forte pentru centrala respectivă, la această categorie de prestație telefonică. În cazul nostru aceste ore de trafic forte sînt :

— pentru centrala A, ora de trafic forte este cuprinsă între orele 11 pînă la 12, cînd încărcarea este de 68 convorbiri telefonice interurbane de plecare ;

— pentru centrala *B*, ora de trafic forte este cuprinsă între orele 11 pînă la 12, cînd încărcarea este de 42 convorbiri telefonice interurbane de plecare ;

— pentru centrala *C*, ora de trafic forte este cuprinsă între orele 11 pînă la 12, cînd este o încărcare medie de 32 convorbiri telefonice interurbane de plecare ;

— pentru centrala *D*, ora de trafic forte este cuprinsă între orele 10 pînă la 11, cînd este o încărcare medie de 25 convorbiri telefonice interurbane de plecare ;

*Tabela 2*

| Numărul mediu de convorbiri pe intervale, din oră în oră | Centrale telefonice interurbane | | | |
|---|---|---|---|---|
| | A | B | C | D |
| | Numărul de intervale cu aceeași valoarea medie | Numărul de intervale cu aceeași valoare medie | Numărul de intervale cu aceeași valoare medie | Numărul de intervale cu aceeași valoare medie |
| 0 | — | 1 | 1 | 2 |
| 1 | — | — | — | 3 |
| 2 | — | 2 | 1 | 2 |
| 3 | — | 1 | 3 | 1 |
| 4 | — | 1 | 2 | 2 |
| 5 | 1 | 2 | 2 | — |
| 6 | — | — | 1 | 3 |
| 7 | — | 2 | — | 1 |
| 8 | 1 | 2 | 2 | 1 |
| 9 | — | — | — | 1 |
| 10 | 3 | 1 | 2 | 1 |
| 11 | — | — | 1 | 1 |
| 12 | 1 | 1 | 1 | — |
| 13 | — | 1 | 1 | 2 |
| 14 | — | — | — | — |
| 15 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 16 | 1 | — | — | 1 |
| 17 | — | 1 | — | — |
| 18 | 2 | 1 | 1 | 1 |
| 19 | — | 1 | 1 | — |
| 20 | 1 | — | — | — |
| 21 | — | — | — | — |
| 22 | 2 | 1 | 1 | — |
| 23 | — | — | — | — |
| 24 | — | — | — | — |
| 25 | 2 | 1 | — | 1 |
| 26 | — | — | — | — |
| 27 | — | 1 | 1 | — |
| 28 | — | — | 1 | — |
| 29 | — | — | — | — |
| 30 | 2 | 1 | — | — |
| 31 | 0 | — | — | — |
| 32 | — | — | 1 | — |
| 33 | — | — | — | — |
| 34 | — | — | — | — |
| 35 | — | 1 | — | — |
| 36 | — | — | — | — |
| 37 | — | — | — | — |
| 38 | 1 | — | — | — |
| 39 | — | — | — | — |
| 40 | — | — | — | — |
| 41 | — | — | — | — |
| 42 | — | 1 | — | — |
| 43 | 1 | — | — | — |
| 44 | — | — | — | — |
| 45 | 1 | — | — | — |
| 46 | — | — | — | — |
| 47 | — | — | — | — |
| 48 | 1 | — | — | — |
| 49 | — | — | — | — |
| 50 | 1 | — | — | — |
| 51 | — | — | — | — |
| 52 | — | — | — | — |
| 53 | — | — | — | — |
| 54 | — | — | — | — |
| 55 | — | — | — | — |
| 56 | — | — | — | — |
| 57 | — | — | — | — |
| 58 | — | — | — | — |
| 59 | — | — | — | — |
| 60 | — | — | — | — |
| 61 | — | — | — | — |
| 62 | — | — | — | — |
| 63 | — | — | — | — |
| 64 | 1 | — | — | — |
| 65 | — | — | — | — |
| 66 | — | — | — | — |
| 67 | — | — | — | — |
| 68 | 1 | — | — | — |

— iar ora de trafic forte, cînd pe întreg raionul administrativ se prelucrează cel mai mare număr de convorbiri telefonice interurbane de plecare, este cuprinsă între orele 11 și 12, în care timp încărcarea ajunge la o medie de 158 convorbiri.

Deoarece aceeași valoare (număr de convorbiri telefonice interurbane) se repetă ca valoare medie pentru cele 24 de ore (observații), este necesară înscrierea acestor valori în ordine crescătoare pentru fiecare centrală telefonică interurbană ($A$, $B$, $C$, $D$). În acest scop s-a făcut tabela 2.

Dacă se ia un sistem de axe ortogonale, și pe axa orizontală se trec numerele medii de convorbiri telefonice interurbane din tabela 2, iar pe axa verticală numărul de observații cu aceeași valoare medie, se va obține diagrama prin puncte a fenomenului de masă studiat (convorbiri telefonice interurbane de plecare) (fig. 1 $A$, $B$, $C$, $D$).

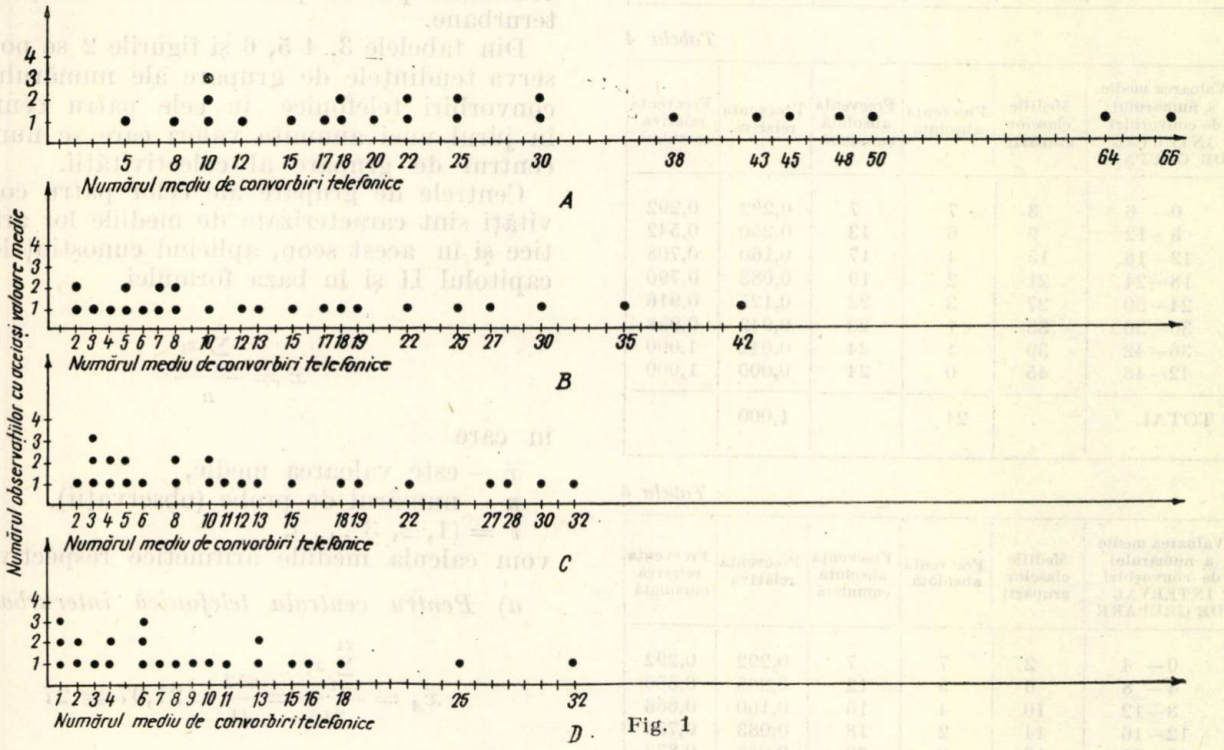



Fig. 1

Tabela 2 și figura 1 dau o reprezentare mai clară a distribuției valorilor medii ale convorbirilor telefonice interurbane plecare, pe intervale din oră în oră, observîndu-se în același timp tendința de grupare a valorilor în jurul unei valori, pe fiecare centrală telefonică ($A$, $B$, $C$, $D$).

O prezentare mai clară a distribuției valorilor medii la cele patru centrale telefonice se poate obține cu ajutorul grupării acestor valori medii (observații) în clase; prin gruparea sau clasificarea acestor valori medii înțelegîndu-se distribuirea celor 24 de valori medii de la fiecare centrală telefonică $a_1$, $a_2$ ... $a_{24}$ în $k$ intervale, în cazul nostru luăm $K = 8$.

Dacă vom nota prin $h_1$, $h_2$, ..., $h_k$ mărimile intervalelor și prin $x_1$, $x_2$, ..., $x_k$ centrele intervalelor, în această situație observația $a_i$ face parte din intervalul $i$ dacă satisface inegalitățile

$$x_i - \frac{h_i}{2} < a_i \leqslant x_i + \frac{h_i}{2}$$

Totalitatea valorilor care aparțin unui interval se numește clasă. În vederea analizei, este necesar ca pentru fiecare interval să se stabilească:

— frecvența absolută $n_i$ ($i = 1, 2, \ldots n$), deci numărul observațiilor care aparțin unui interval;

— frecvența absolută cumulată, deci numărul tuturor observațiilor cărora le corespund valori mai mici sau egale cu limita superioară $x_i + \frac{h_i}{2}$ a intervalului $i$;

— frecvența relativă $\frac{n_i}{n}$, adică raportul dintre frecvența absolută și numărul total al observațiilor;

— frecvența relativă cumulată $F_n(x_i)$, adică suma frecvențelor relative corespunzătoare intervalului $i$ și intervalelor precedente sau a raportului dintre:

*a*) numărul observațiilor cărora le corespund valori mai mici decît limita superioară $x_i + \frac{h_i}{2}$ a intervalului $i$

*b*) numărul tuturor observațiilor.

Pentru cazul nostru au rezultat tabelele 3, 4, 5 și 6, alegîndu-se 8 intervale de grupare

*Tabela 3*

| Valoarea medie a numărului de convorbiri INTERVAL DE GRUPARE | Mediile claselor grupării | Frecvența absolută | Frecvența absolută cumulată | Frecvența relativă | Frecvența relativă cumulată |
|---|---|---|---|---|---|
| 5—13 | 9 | 6 | 6 | 0,250 | 0,250 |
| 13—21 | 17 | 5 | 11 | 0,208 | 0,458 |
| 21—29 | 25 | 4 | 15 | 0,160 | 0,625 |
| 29—37 | 33 | 2 | 17 | 0,083 | 0,708 |
| 37—45 | 41 | 3 | 20 | 0,125 | 0,833 |
| 45—53 | 49 | 2 | 22 | 0,083 | 0,916 |
| 53—61 | 57 | 0 | 22 | 0,000 | 0,916 |
| 61—69 | 65 | 2 | 24 | 0,083 | 1,000 |
| TOTAL | | 24 | | 1,000 | |

*Tabela 4*

| Valoarea medie a numărului de convorbiri INTERVAL DE GRUPARE | Mediile claselor grupării | Frecvența absolută | Frecvența absolută cumulată | Frecvența relativă | Frecvența relativă cumulată |
|---|---|---|---|---|---|
| 0— 6 | 3 | 7 | 7 | 0,292 | 0,292 |
| 6—12 | 9 | 6 | 13 | 0,250 | 0,542 |
| 12—18 | 15 | 4 | 17 | 0,160 | 0,708 |
| 18—24 | 21 | 2 | 19 | 0,083 | 0,790 |
| 24—30 | 27 | 3 | 22 | 0,125 | 0,916 |
| 30—36 | 33 | 1 | 23 | 0,042 | 0,958 |
| 36—42 | 39 | 1 | 24 | 0,042 | 1,000 |
| 42—48 | 45 | 0 | 24 | 0,000 | 1,000 |
| TOTAL | | 24 | | 1,000 | |

*Tabela 5*

| Valoarea medie a numărului de convorbiri INTERVAL DE GRUPARE | Mediile claselor grupării | Frecvența absolută | Frecvența absolută cumulată | Frecvența relativă | Frecvența relativă cumulată |
|---|---|---|---|---|---|
| 0— 4 | 2 | 7 | 7 | 0,292 | 0,292 |
| 4— 8 | 6 | 5 | 12 | 0,208 | 0,500 |
| 8—12 | 10 | 4 | 16 | 0,160 | 0,666 |
| 12—16 | 14 | 2 | 18 | 0,083 | 0,750 |
| 16—20 | 18 | 2 | 20 | 0,083 | 0,833 |
| 20—24 | 22 | 1 | 21 | 0,042 | 0,875 |
| 24—28 | 26 | 2 | 23 | 0,083 | 0,958 |
| 28—32 | 30 | 1 | 24 | 0,042 | 1,000 |
| TOTAL | | 24 | | 1,000 | |

*Tabela 6*

| Valoarea medie a numărului de convorbiri INTERVAL DE GRUPARE | Mediile claselor grupării | Frecvența absolută | Frecvența aboslută cumulată | Frecvența relativă | Frecvența relativă cumulată |
|---|---|---|---|---|---|
| 0—3 | 1,5 | 8 | 8 | 0,333 | 0,333 |
| 3—6 | 4,5 | 5 | 13 | 0,208 | 0,542 |
| 6—9 | 7,5 | 3 | 16 | 0,125 | 0,666 |
| 9—12 | 10,5 | 2 | 18 | 0,083 | 0,750 |
| 12—15 | 13,5 | 3 | 21 | 0,125 | 0,875 |
| 15—18 | 16,5 | 2 | 23 | 0,083 | 0,958 |
| 18—21 | 19,5 | 0 | 23 | 0,000 | 0,958 |
| 21—24 | 22,5 | 0 | 23 | 0,000 | 0,958 |
| 24—27 | 25,5 | 1 | 24 | 0,042 | 1,000 |
| TOTAL | | 24 | | 1,000 | |

Cu ajutorul acestor tabele se pot construi histogramele frecvențelor absolute și relative și poligoanele frecvențelor relative sau absolute cumulate.

Pentru a se vedea mai clar distribuția valorilor medii ale convorbirilor interurbane de plecare pe cele patru centrale telefonice s-au construit pe baza datelor din tabelele 3, 4, 5 și 6 histogramele frecvențelor relative (fig. 2 *A*, *B*, *C*, *D*).

Deoarece în studiul nostru s-a găsit variabilă aleatorie (convorbirile telefonice de plecare) în corespondență cu frecvențele respective, înseamnă că s-au găsit distribuțiile empirice a acestor convorbiri pe cele patru centrale telefonice interurbane.

Din tabelele 3, 4 5, 6 și figurile 2 se pot observa tendințele de grupare ale numărului de convorbiri telefonice în cele patru centrale, în jurul unei anumite valori care se numește centrul de grupare al colectivității.

Centrele de grupare ale celor patru colectivități sînt caracterizate de mediile lor aritmetice și în acest scop, aplicînd cunoștințele din capitolul II și în baza formulei

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{k} x_i}{n}$$

în care

$\bar{x}$ — este valoarea medie,

$n$ — numărul de probe (observații),

$i = (1, 2, 3 \ldots)$,

vom calcula mediile aritmetice respective.

*a) Pentru centrala telefonică interurbană A*

$$\bar{x}_A = \frac{\sum_{i=1}^{24} x_i}{24} = \frac{652}{24} = 27{,}07 \cong 27$$

*b) Pentru centrala B:*

$$\bar{x}_B = \frac{\sum_{i=1}^{24} x_i}{24} = \frac{336}{24} \cong 14$$

*c) Pentru centrala C*

$$\bar{x}_o = \frac{\sum_{i=1}^{24} x_i}{24} = \frac{268}{24} = 11{,}26 \cong 11$$

*d) Pentru centrala D*

$$\bar{x}_D = \frac{\sum_{i=1}^{24} x_i}{24} = \frac{181}{24} = 7{,}54 \cong 8$$

e) *Pentru întregul raion administrativ*

Deoarece raionul considerat are patru centrale telefonice interurbane, cărora le cunoaștem valoarea medie a numărului de convorbiri

interurbane de plecare, ce se prelucrează pe oră, pentru a determina valoarea medie pe raion aplicăm una din relațiile :

$$1)\ \bar{x}_R = \bar{x}_A + \bar{x}_B + \bar{x}_C + \bar{x}_D = 27{,}07 + 14 + 11{,}26 + 7{,}54 = 59{,}87$$

$$2)\ \bar{x}_R = \frac{\sum_{i=1}^{24} x_i}{24} = \frac{1437}{24} = 59{,}87 \cong 60$$

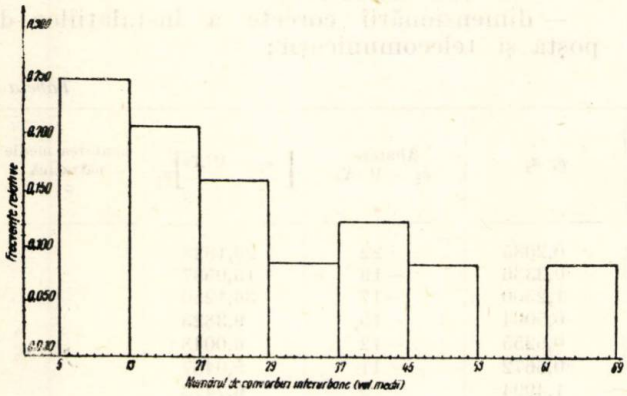



Fig. 2 A

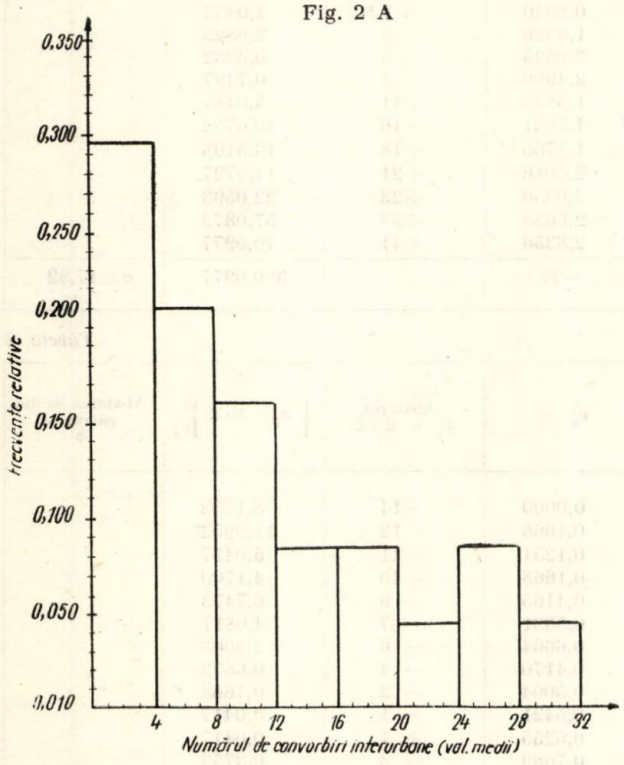



Fig. 2 C

Deoarece valorile medii ale variabilelor aleatorii din cazul nostru nu ne oferă decît o imagine aproximativă, orientativă, asupra caracterului numărului de convorbiri interurbane de plecare ce se prelucrează în centralele telefonice *A*, *B C*, *D*, rămînînd încă necunoscute trăsăturile esențiale ale acestor variabile aleatorii, este necesară cunoașterea legilor de probabilitate ale acestor convorbiri interurbane pe fiecare centrală.

Ținînd seamă de cele arătate în capitolul II pentru a indica nivelul abaterii față de valoarea medie a variabilei aleatorii este necesar să calculăm pentru fiecare centrală telefonică *A*, *B*, *C*, *D* abaterea medie pătratică față de valoarea medie a convorbirilor telefonice interurbane de plecare.

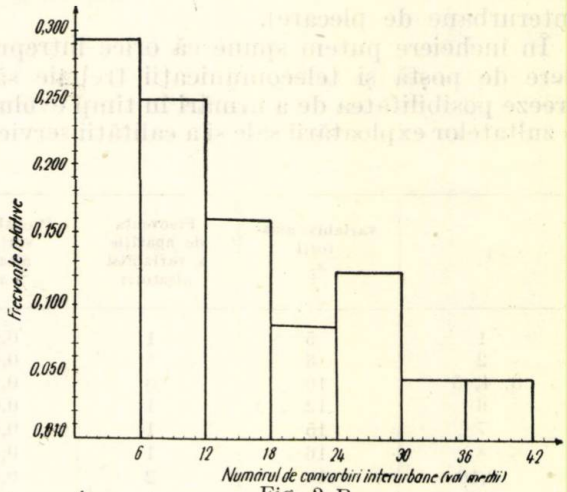



Fig. 2 B

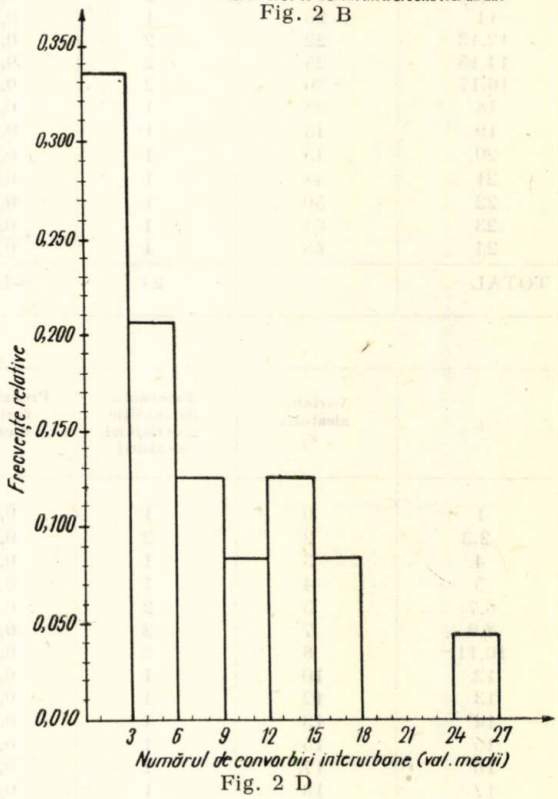



Fig. 2 D

Folosind formula :

$\mu = \sigma = \sqrt{\Sigma\, p_i\, (x_i - \bar{x})^2} = \sqrt{\Sigma\, p_i\, [x_i - M\,(X)]^2}$,

s-au putut calcula valorile medii și abaterile medii pătratice ale fenomenelor de masă ce le prezintă variația medie orară a numărului de convorbiri telefonice interurbane de plecare pe fiecare centrală, *A B*, *C*, *D*.

Pentru uşurinţa urmărirei acestor calcule şi a rezultatelor se dau alăturat tabelele 7, 8, 9, 10.

Din aceste tabele în final rezultă că pentru :

— centrala telefonică $A$, $\sigma = 17{,}32$ ;
— centrala telefonică $B$, $\sigma = 11{,}10$ ;
— centrala telefonică $C$, $\sigma = 8{,}7$ ;
— centrala telefonică $D$, $\sigma = 6{,}4$.

$\sigma$ indică deci concentrarea abaterilor faţă de valoarea medie a variabilei aleatorii respective (numărul mediu orar de convorbiri telefonice interurbane de plecare).

În încheiere putem spune că orice întreprindere de poştă şi telecomunicaţii trebuie să-şi creeze posibilitatea de a urmări în timp evoluţia rezultatelor exploatării sale şi a calităţii serviciului prestat prin folosirea metodelor matematico-statistice arătate pe scurt în această lucrare.

Metodele matematice aplicate în statistica întreprinderilor P.T.T.R. dau posibilitatea conducerilor tehnice şi administrative să vadă limpede rezultatele exploatării în ceea ce priveşte productivitatea muncii, calitatea serviciilor prestate, precum şi locurile unde se produc defecţiunile şi mărimea acestora.

De asemenea aceste metode dau datele necesare :

— elaborării, executării planurilor de producţie şi controlului ;
— stabilirii normelor ;
— dimensionării corecte a instalaţiilor de poştă şi telecomunicaţii ;

*Tabela 7*

| $i$ | variabile aleatorii $x_i$ | Frecvenţa de apariţie a variabilei aleatorii | Probabilitatea variabilei aleatorii $p_i$ | $p_i\ x_i$ | Abaterea $x_i - M(X)$ | $\left[x_i - M(X)\right]^2 p_i$ | abaterea medie pătratică $\rho$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 5 | 1 | 0,0417 | 0,2085 | −22 | 20,1828 | |
| 2 | 8 | 1 | 0,0417 | 0,3336 | −19 | 15,0537 | |
| 3, 4, 5 | 10 | 3 | 0,1250 | 1,2500 | −17 | 36,1250 | |
| 6 | 12 | 1 | 0,0417 | 0,5004 | −15 | 9,3825 | |
| 7 | 15 | 1 | 0,0417 | 0,6255 | −12 | 6,0048 | |
| 8 | 16 | 1 | 0,0417 | 0,6672 | −11 | 5,0457 | |
| 9,10 | 18 | 2 | 0,0833 | 1,4994 | − 9 | 6,7473 | |
| 11 | 20 | 1 | 0,0417 | 0,8340 | − 7 | 2,0433 | |
| 12,13 | 22 | 2 | 0,0833 | 1,8326 | − 5 | 2,0825 | |
| 14,15 | 25 | 2 | 0,0833 | 2,0825 | − 3 | 0,3332 | |
| 16,17 | 30 | 2 | 0,0833 | 2,4990 | + 3 | 0,7497 | |
| 18 | 38 | 1 | 0,0417 | 1,5846 | +11 | 5,0457 | |
| 19 | 43 | 1 | 0,0417 | 1,7931 | +16 | 10,6752 | |
| 20 | 45 | 1 | 0,0417 | 1,8765 | +18 | 13,5108 | |
| 21 | 48 | 1 | 0,0417 | 2,0016 | +21 | 17,9727 | |
| 22 | 50 | 1 | 0,0417 | 2,0850 | +23 | 22,0593 | |
| 23 | 64 | 1 | 0,0417 | 2,6688 | +37 | 57,0873 | |
| 24 | 68 | 1 | 0,0471 | 2,8356 | +41 | 70,0977 | |
| TOTAL | | 24 | ~1,0000 | ~27 | | 300,0977 | $\sigma \approx 17{,}32$ |

*Tabela 8*

| $i$ | Variabile aleatorii $x_i$ | Frecvenţa de apariţie a variabilei aleatorii | Probabilitatea variabilei aleatorii $p_i$ | $p_i\ x_i$ | Abaterea $x_i - M(X)$ | $\left[x_i - M(X)\right]^2 p_i$ | Abaterea medie pătratică $\rho$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 1 | 0,0417 | 0,0000 | −14 | 8,1732 | |
| 2,3 | 2 | 2 | 0,0833 | 0,1666 | −12 | 11,9952 | |
| 4 | 3 | 1 | 0,0417 | 0,1251 | −11 | 5,0457 | |
| 5 | 4 | 1 | 0,0417 | 0,1668 | −10 | 4,1700 | |
| 6,7 | 5 | 2 | 0,0833 | 0,4165 | − 9 | 6,7473 | |
| 8,9 | 7 | 2 | 0,0833 | 0,5831 | − 7 | 4,0817 | |
| 10,11 | 8 | 2 | 0,0833 | 0,6664 | − 6 | 2,9988 | |
| 12 | 10 | 1 | 0,0417 | 0,4170 | − 4 | 0,6672 | |
| 13 | 12 | 1 | 0,0417 | 0,5004 | − 2 | 0,1668 | |
| 14 | 13 | 1 | 0,0417 | 0,5421 | − 1 | 0,0417 | |
| 15 | 15 | 1 | 0,0417 | 0,6255 | + 1 | 0,0417 | |
| 16 | 17 | 1 | 0,0417 | 0,7089 | + 3 | 0,3753 | |
| 17 | 18 | 1 | 0,0417 | 0,7706 | + 4 | 0,6672 | |
| 18 | 19 | 1 | 0,0417 | 0,7923 | + 5 | 1,0425 | |
| 19 | 22 | 1 | 0,0417 | 0,9174 | + 8 | 2,6688 | |
| 20 | 25 | 1 | 0,0417 | 1,0425 | +11 | 5,0457 | |
| 21 | 27 | 1 | 0,0417 | 1,1259 | +13 | 7,0473 | |
| 22 | 30 | 1 | 0,0417 | 1,2510 | +16 | 10,6752 | |
| 23 | 35 | 1 | 0,0417 | 1,4595 | +21 | 17,9727 | |
| 24 | 42 | 1 | 0,0417 | 1,7514 | +28 | 32,6928 | |
| TOTAL | | 24 | ~1,000 | ~14 | | 123,3168 | $\sigma \approx 11{,}10$ |

*Tabela 9*

| $i$ | Variabile aleatorii $x_i$ | Frecvența de apariție a variabilei aleatorii | Probabilitatea variabilei aleatorii $p_i$ | $p_i\ x_i$ | Abaterea $x_i - (M(X)$ | $\left[x_j - M(X)^2\ p_i\right]$ | Abaterea medie pătratică $\rho$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 1 | 0,0417 | 0,0000 | −11 | 5,0457 | |
| 2 | 2 | 1 | 0,0417 | 0,0834 | − 9 | 3,3777 | |
| 3, 4, 5 | 3 | 3 | 0,1250 | 0,3750 | − 8 | 8,0000 | |
| 6, 7 | 4 | 2 | 0,0833 | 0,3332 | − 7 | 4,0817 | |
| 8, 9 | 5 | 2 | 0,0833 | 0,4165 | − 6 | 2,9988 | |
| 10 | 6 | 1 | 0,0417 | 0,2502 | − 5 | 1,0425 | |
| 11, 12 | 8 | 2 | 0,0833 | 0,6664 | − 3 | 0,7497 | |
| 13, 14 | 10 | 2 | 0,0833 | 0,8330 | − 1 | 0,0833 | |
| 15 | 11 | 1 | 0,0417 | 0,4587 | 0 | 0,0000 | |
| 16 | 12 | 1 | 0,0417 | 0,5004 | + 1 | 0,0417 | |
| 17 | 13 | 1 | 0,0417 | 0,5421 | + 2 | 0,1668 | |
| 18 | 15 | 1 | 0,0417 | 0,6255 | + 4 | 0,6672 | |
| 19 | 18 | 1 | 0,0417 | 0,7706 | + 7 | 2,0433 | |
| 20 | 19 | 1 | 0,0417 | 0,7923 | + 8 | 2,6688 | |
| 21 | 22 | 1 | 0,0417 | 0,9174 | +10 | 4,1700 | |
| 22 | 27 | 1 | 0,0417 | 1,1259 | +16 | 10,6752 | |
| 23 | 28 | 1 | 0,0417 | 1,1676 | +17 | 12,0513 | |
| 24 | 32 | 1 | 0,0417 | 1,3344 | +21 | 17,9727 | |
| TOTAL | | 24 | ~1,000 | ~11 | | 75,8364 | $\sigma \approx 8{,}7$ |

*Tabela 10*

| $i$ | Variabile aleatorii $x_i$ | Frecvența de apariție a variabilei aleatorii | Probabilitatea variabilei aleatorii $p_i$ | $p_i\ x_i$ | Abaterea $x_i - M(X)$ | $\left[x_i - M(X)\right]^2 p_i$ | Abaterea medie pătratică $\rho$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1,2 | 0 | 2 | 0,0833 | 0,000 | − 8 | 5,3312 | |
| 3, 4, 5 | 1 | 3 | 0,1250 | 0,1250 | − 7 | 6,1250 | |
| 6,7 | 2 | 2 | 0,0833 | 0,1666 | − 6 | 2,9988 | |
| 8 | 3 | 1 | 0,0417 | 0,1251 | − 5 | 1,0425 | |
| 9, 10 | 4 | 2 | 0,0833 | 0,3332 | − 4 | 1,3328 | |
| 11, 12, 13 | 6 | 3 | 0,1250 | 0,7500 | − 2 | 0,5000 | |
| 14 | 7 | 1 | 0,0417 | 0,2919 | − 1 | 0,0417 | |
| 15 | 8 | 1 | 0,0417 | 0,3336 | 0 | 0,0000 | |
| 16 | 9 | 1 | 0,0417 | 0,3753 | + 1 | 0,0417 | |
| 17 | 10 | 1 | 0,0417 | 0,4170 | + 2 | 0,1668 | |
| 18 | 11 | 1 | 0,0417 | 0,4587 | + 3 | 0,3753 | |
| 19, 20 | 13 | 2 | 0,0833 | 1,1829 | + 5 | 2,0825 | |
| 21 | 15 | 1 | 0,0417 | 0,6255 | + 7 | 2,0438 | |
| 22 | 16 | 1 | 0,0417 | 0,6672 | + 8 | 2,6688 | |
| 23 | 18 | 1 | 0,0417 | 0,7706 | +10 | 4,1700 | |
| 24 | 25 | 1 | 0,0417 | 1,0425 | +17 | 12,0513 | |
| TOTAL | | 24 | ~1,000 | ~8 | | 40,9722 | $\sigma \approx 6{,}4$ |

— cunoașterii structurii mijloacelor de producție P.T.T.R., a gradului de dezvoltare al serviciilor, în vederea urmăririi dinamicii de evoluție a structurii și dezvoltării atît în timp, cît și în spațiu.

În cele de mai sus s-au arătat numai cîteva dintre aspectele problemelor de exploatare și calitate a prestațiilor P.T.T.R., care se pot rezolva prin aplicarea metodelor matematice din domeniul statistic.

Nu prezintă nici un fel de greutate ca aceste principii să fie aplicate la orice fenomene de masă ce au loc în exploatare.

Desigur că pentru aceasta trebuie să existe o preocupare și convingere că aplicîndu-se metodele matematico-statistice se obțin rezultate frumoase în privința productivității muncii și calității prestațiilor P.T.T.R.

BIBLIOGRAFIE


[1] RANCU, N., TÖVISSI, L. — *Analiza statistico-matematică a calității producției industriale*, București, Editura științifică, 1964.

[2] MÎNDRESCU, M. — *Aplicarea metodelor statistice în controlul calității producției*, Probleme economice, nr. 4, 1963.

[3] MIHOC, G., URSEANU, V. — *Matematici aplicate în statistică (IV), Teoria probabilităților*, București, Editura Academiei R.P.R. 1962.

[4] RANCU, N., TÖVISSI, L. — *Statistica matematică cu aplicații în producție*. București, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[5] ONICESCU, O. — *Numere și sisteme aleatorii* (III) Teoria probabilităților, București, Editura Academiei R.P.R., 1963.

[6] ONICESCU, O., MIHOC, G., IONESCU TULCEA, C. T. — *Calculul probabilităților și aplicații*, București, Editura Academiei R.P.R., 1956.

[7] IORGA M., MARINESCU, A., ANDRIAN, A. — *Diagrame, abace, nomograme*, București, Editura tehnică, 1959.

Ing. LIVIU PANĂ

# Particularităţile sistemului telefonic tranzistorizat cu diviziune în timp MIP - 12 - 24

In acest articol se expun cîteva detalii asupra circuitelor mai reprezentative ale unui multiplex telefonic tranzistorizat, cu modulaţie de impulsuri în poziţie, studiat şi elaborat la ICTTc.

Sistemul multiplex asociat cu un ansamblu emiţător-receptor, cu modulaţie de amplitudine a purtătoarei avînd o frecvenţă în jur de 2 000 MHz este destinat pentru stabilirea de legături duplex de tip fix sau semifix, cu 12 sau 24 căi dintre care o cale este sacrificată pentru transmiterea semnalului de sincronizare.

Echipamentul care urmează a fi prezentat nu constituie în general o noutate de principiu. Totuşi considerăm că acest articol poate contribui la îmbogăţirea literaturii de specialitate rămasă restantă în ultima vreme în ceea ce priveşte tratarea tranzistorizării acestui gen de echipamente.

Articolul este limitat la descrierea cîtorva circuite de bază la care sînt semnalate particularităţile cele mai interesante. Se insistă în mod special asupra : formării impulsurilor de eşantionare ; divizorului de frecvenţă 48—8 kHz ; convertizorului de modulaţie amplitudine-poziţie (MIA-MIP) ; generatorului impulsurilor de sincronizare, dispozitivului de control automat al fazei etc.

La elaborarea sistemului MIP—12—24 efortul principal a fost concentrat în primul rînd către realizarea unui echipament sigur în exploatare şi nu către obţinerea unor performanţe electrice de vîrf.

Multiplexarea prin repartiţia în timp a fost descoperită şi utilizată în telegrafie de Baudot (1874) înaintea inventării telefonului, însă ideea multiplexării în timp a semnalelor telefonice a fost concepută abia după 1930. În Franţa, Reeves şi Deloraine au brevetat în 1938, un sistem multiplex devenit clasic, utilizînd modulaţia de poziţie a impulsurilor.

De atunci s-au făcut numeroase progrese tehnice, în ceea ce priveşte sporirea numărului de căi, simplitatea şi siguranţa de funcţionare a echipamentelor de acest gen. În orice caz transmisiunile multicanale cu MI au cunoscut o dezvoltare remarcabilă numai după punerea la punct a radioreleelor pe unde decimetrice şi centimetrice de care sînt indisolubil legate.

Transmisiunile multicăi cu repartiţie în timp sînt bazate pe ideea bine cunoscută a „eşantionării". Avantajele modulaţiei de poziţie au fost semnalate de numeroşi autori.

Legăturile MIP sînt în general limitate de numărul relativ mic de căi posibil de transmis pe acelaşi cablu herzian şi de o încărcare suplimentară a spaţiului, însă în numeroase cazuri ele constituie o completare preţioasă a sistemului de cable datorită unei serii de avantaje :

— eliminarea aproape integrală a filtrelor ;
— elasticitate în ceea ce priveşte posibilitatea de extragere şi inserţie de căi ;
— simplitate şi gabarit redus.

Într-adevăr sistemele cu MIP pot fi folosite foarte avantajos pentru stabilirea de legături locale cu caracter definitiv sau provizoriu destinate scopurilor administraţiei PTT şi industriei, sau de-a lungul conductelor de petrol sau gaze şi în mod special pe terenuri greu accesibile, unde pozarea cablelor nu este economică.

Avantajele esenţiale care rezultă în urma introducerii semiconductoarelor în acest gen de echipamente sînt :

— siguranţă mare de funcţionare în exploatare ;
— reducere a dimensiunilor şi consumului de putere.

Sistemul tranzistorizat MIP—12—24 care urmează a fi prezentat, răspunde la exigenţe severe din punct de vedere al variaţiilor de temperatură şi şocurilor mecanice. De aceea au fost studiate şi elaborate circuite cît mai stabile a căror reglaje să fie în general simple şi reduse ca număr.

## 1. PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE AL ECHIPAMENTULUI

Sistemul este constituit din două unităţi de 12 căi MIP—12—24 care pot funcţiona fie independent pentru stabilirea a 11 legături telefonice şi o cale de sincronizare, în două direcţii diferite, fie asociate obţinîndu-se 23 legături telefonice şi o cale de sincronizare. În acest din urmă caz una din cele două unităţi este aservită, adică generatoarele de bază sînt sincronizate de unitatea principală.

### 1.1. Transmisia

Operaţiile caracteristice ale sistemului multiplex la partea de transmisie sînt :

— formarea impulsurilor de eşantionare şi modularea de amplitudine a impulsurilor, pe fiecare cale ;
— conversia de modulaţie amplitudine-poziţie (MIA—MIP) ;
— generarea impulsurilor de sincronizare ;
— multiplexarea în timp a impulsurilor de cale şi de sincronizare.

Asocierea diverselor părţi constitutive ale unei unităţi de 12 căi este reprezentată în schema sinoptică din figura 1.

Tipul final de modulaţie urmărit este modulaţia de poziţie. Se ştie însă că aceasta este mai greu de obţinut decît cea de amplitudine şi pe de altă parte este indicat să se reducă cît mai mult posibil complexitatea organelor de cale. Este preferabil din această cauză să se realizeze la început o modulaţie de impulsuri în amplitudine pe fiecare cale şi apoi să se efectueze o conversiune de modulaţie. Această din urmă operaţie este realizată comun pen-

tru un număr de 6 căi şi complexitatea modulatoarelor de cale este astfel diminuată. În ciuda simplităţii circuitelor de cale care a fost semnalată mai sus, organele de conversiune de modulaţie comune devin mai complicate şi realizarea lor trebuie să fie mai îngrijită.

grup de 6 căi se foloseşte un generator de impulsuri comun de 48 kHz (vezi lucrarea 9). Mecanismul este următorul : fiecare organ de modulare conţine cîte un circuit de selecţie în timp cu diodă (vezi fig. 3), la care se aplică comun : un tren de impulsuri de 48 kHz şi un semnal de 8 kHz cu fază

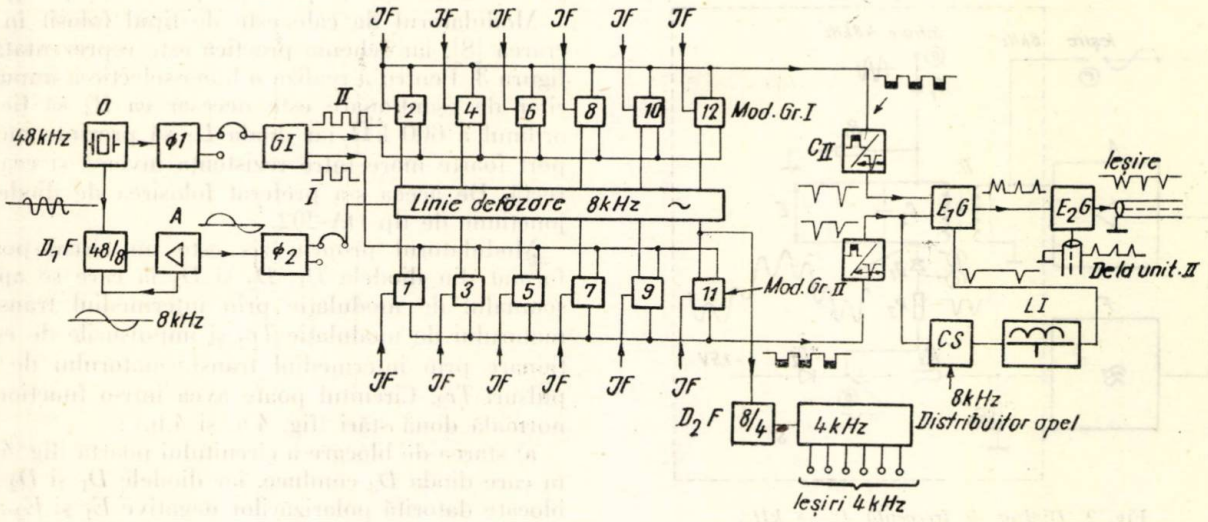



Fig. 1. *Schema sinoptică a părţii de transmisie* :

*O* – oscilatorul de 48 kHz cu cuarţ; $D_1F$ – divizor de frecvenţă 48–8 kHz; *A* – amplificator de 8 kHz; $\theta_1$, $\theta_2$ – defazoare; *GI* – generator de impulsuri de 48 kHz; $C_I$, $C_{II}$ – convertoare de modulaţie amplitudine-poziţie; $E_1G$ – etaj de multiplexare a 12 canale; $E_2G$ – etaj de reformare a impulsurilor şi multiplexare a 24 canale; *CS* – circuit de selecţie; *LI* – linie de întîrziere de 1 μs; $D_2F$ – divizor de frecvenţă 8/4 kHz.

Semnalul de sincronizare este constituit dintr-o pereche de impulsuri care sînt multiplexate cu trenul de impulsuri *MP* într-un etaj comun ($E_1G$).

### 1.1.1. *Formarea impulsurilor de eşantionare*

Pentru efectuarea „eşantionării" diverselor semnale de modulaţie, este necesar să dispunem pentru fiecare cale de un tren de impulsuri de eşantionare cu frecvenţa de 8 kHz, în mod general adoptată în telefonie.

Multiplexarea în timp a 12 sau 24 căi este posibilă cu condiţia de a se decala pentru fiecare din ele momentul eşantionării.

Repartiţia în timp se realizează cu ajutorul unui distribuitor (linie de defazare), foarte comod de realizat, alimentat cu o oscilaţie sinusoidală, cu frecvenţa de 8 kHz. Fiecare unitate de 12 căi dispune de un distribuitor care în esenţă este constituit din 5 celule de defazare, cu o impedanţă caracteristică de 530Ω. Defazoarele sînt celule de filtru trece-jos tip K. La fiecare din ieşirile distribuitorului va exista un semnal sinusoidal a cărui fază variază de la o priză la alta cu o valoare de 30°. Se obţin astfel 6 semnale sinusoidale cu defazările succesive de : 0, 30, 60, 90, 120 şi 150; restul pînă la 360° putînd fi obţinute uşor prin inversarea cu 180° a acestor semnale în modulatoarele de cale.

Pentru a elimina influenţa oricărei impreciziuni a distribuitorului asupra poziţiei impulsurilor, diversele tensiuni sinusoidale nu se utilizează direct în procesul de modulaţie sau în formarea impulsurilor de eşantionare. De aceea pentru obţinerea impulsurilor de eşantionare corespunzătoare unui potrivită de la distribuitor. Se obţine tensiunea sumă figurată în punctul *a* din schema modulatorului. Prin limitarea impulsurilor pozitive de pe vîrfurile sinusoidei se obţine un tren de impulsuri de 8 kHz. Schimbînd succesiv fazele sinusoidei cu cîte 60° se obţin 6 trenuri de impulsuri de eşantionare de înaltă precizie. Deoarece porţiunea de vîrf a semnalelor sinusoidale de 8 kHz este suficient de largă, selecţia impulsurilor de eşantionare nu este critică şi se pot tolera erori destul de mari ale fazei.

O unitate de 12 căi necesită 2 trenuri de impulsuri de 48 kHz decalate în timp cu 10,4 μs, care constituie baza formării impulsurilor de eşantionare atît pentru căile impare : 1, 3, 5, 7, 9, 11, cît şi pentru căile pare : 2, 4, 6, 8, 10, 12.

### 1.1.2. *Divizarea de frecvenţă 48—8 kHz*

Semnalul de 8 kHz necesar pentru alimentarea distribuitorului se obţine cu ajutorul unui etaj de divizare a frecvenţei cu n=6, pornind de la oscilaţia de bază de 48 kHz a sistemului obţinută cu ajutorul unui oscilator cu cuarţ *O* (fig. 1).

În principiu, divizorul de frecvenţă a cărui schemă este dată în fig. 2 se compune din următoarele elemente : un amplificator linear *A*, un circuit de selecţie în timp *S* şi un filtru cu o bandă de trecere de la 7 000 la 9 000 Hz. În schemă sînt figurate şi diversele forme de semnal. În punctul *a* se aplică oscilaţia de 48 kHz, iar prin intermediul transformatorului acordat *Tr* se suprapune o oscilaţie de 8 kHz, *E* a cărei provenienţă se va arăta mai departe, obţinîndu-se în punctul *b* tensiunea sumă indicată. Cu ajutorul diodei $D_1$ se pun în evi-

denţă două segmente de sinusoidă. Acestea sînt limitate mai departe cu ajutorul dodei $D_2$ care fixează potenţialul punctului $d$ la — 1,5 V şi apoi sînt filtrate cu ajutorul filtrului de bandă $F$. Oscilaţia obţinută este amplificată de $A$ şi la ieşirea acestuia se obţine tensiunea $E$ postulată iniţial.

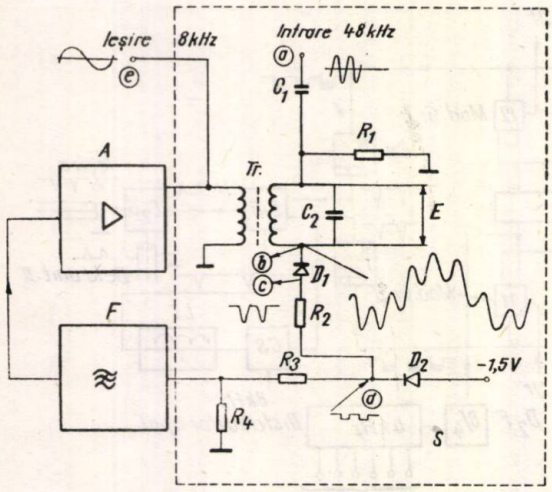



Fig. 2. *Divizor de frecvenţă 48—8 kHz.*

Tipul de divizor expus prezintă avantajul unei bune stabilităţi la variaţiile de alimentare sau de cîştig ale amplificatorului ca şi la variaţiile de amplitudine ale semnalului de intrare de 48 kHz. Instabilitatea este transpusă în cea mai mare parte în domeniul fazelor şi depinde de un circuit pasiv (filtul $F$), care poate fi realizat să satisfacă condiţii severe de stabilitate.

### 1.1.3. *Modularea de cale şi conversiunea de grup*

Aşa cum s-a mai arătat, modulaţia este cea de poziţie şi din motivele indicate (1.1) s-a folosit ca treaptă intermediară o modulaţie de amplitudine a impulsurilor efectuate pe fiecare cale în parte cu circuite simple şi apoi s-a realizat o conversiune comună de modulaţie amplitudine-poziţie (MIA-MIP) pentru un grup de 6 căi.

În schema sinoptică din figura 1 sînt figurate modulatoarele de amplitudine pentru o unitate de 12 căi, corespunzătoare căilor impare: 1, 3, 5, 7, 9, 11 şi căilor pare : 2, 4, 6, 8, 10, 12. Trenurile de impulsuri cu MA de la ieşirea a 6 modulatoare sînt multiplexate şi se aplică mai departe convertoarelor de modulaţie amplitudine-poziţie $C_I$ şi $C_{II}$.

Modulatorul de cale este de tipul folosit în lucrarea [8], iar schema practică este reprezentată în figura 3. Pentru a realiza o bună selecţie a impulsurilor de eşantionare este necesar ca $R_4$ să fie de ordinul a 600 kΩ, iar dioda $D_4$ să prezinte un raport foarte mare între rezistenţa inversă şi cea directă. De aceea s-a preferat folosirea de diode cu joncţiune de tip OA-202.

Modulatorul propriu zis este un circuit-poartă format din diodele $D_1$, $D_2$ şi $D_3$ la care se aplică semnalul de modulaţie prin intermediul transformatorului de modulaţie $Tr_2$ şi impulsurile de eşantionare prin intermediul transformatorului de impulsuri $Tr_3$. Circuitul poate avea într-o funcţionare normală două stări (fig. 4.a. şi 4.b.) :

a) starea de blocare a circuitului poartă (fig. 4.a.), în care dioda $D_3$ conduce, iar diodele $D_1$ şi $D_2$ sînt blocate datorită polarizărilor negative $E_1$ şi $E_2$ ;

b) starea de conducţie a circuitului poartă care apare o dată cu impulsurile de eşantionare negative din secundarul transformatorului $Tr_3$. În acest caz $D_3$ se blochează, iar $D_1$ şi $D_2$ conduc transmiţînd la ieşire pe tot intervalul de conducţie (2,5 μs), un eşantion a cărui valoare este funcţie de diferenţa $E_1$—$E_2$ şi de semnalul de modulaţie. Se obţine astfel un tren de impulsuri MA. Starea de conducţie este ilustrată în figura 4.b.

Pentru asigurarea unei atenuări suficient de mari în perioada de blocare, a circuitului poartă, înlăturînd astfel orice risc de diafonie, s-au folosit diode de tip OA 200 avînd un raport considerabil între rezistenţa inversă şi cea directă şi o capacitate parazită de ordinul a 4 pF.

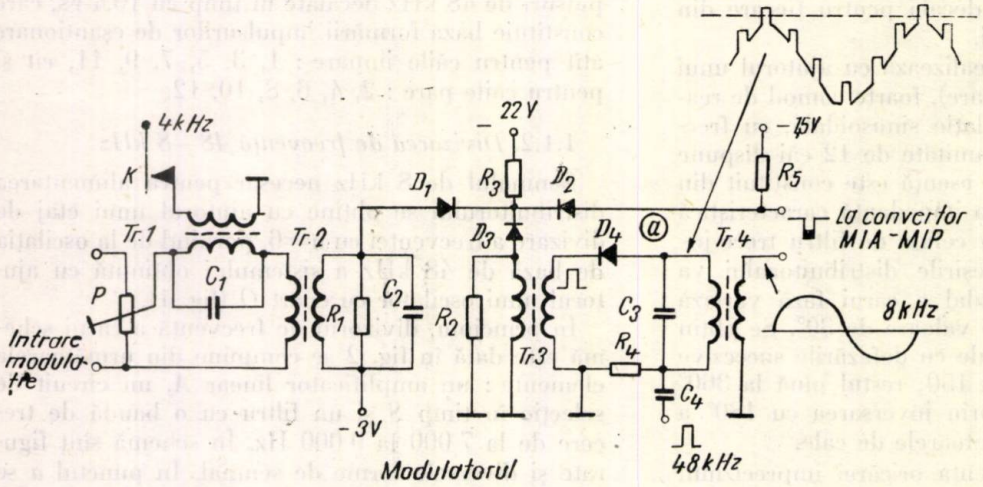



Fig. 3. *Modulatorul de cale.*

În schema modulatorului din figura 3 au fost incluse şi elementele de circuit necesare transmiterii apelului de 4 kHz şi anume contactul de releu $k$ şi transformatorul acordat $Tr_1$.

Ieşirile a 6 modulatoare sînt conectate împreună pe rezistenţa de sarcină $R_5$ de 4 kΩ la bornele căreia apare o multiplexare în timp a 6 trenuri de impulsuri cu MA, riguros echidistante. Trenul de impulsuri rezultat se aplică apoi convertorului de modulaţie de grup amplitudine-poziţie.

În cazul sistemelor MIP cu tuburi, adesea a fost citat în literatură circuitul cu diodă Potier [6] sau

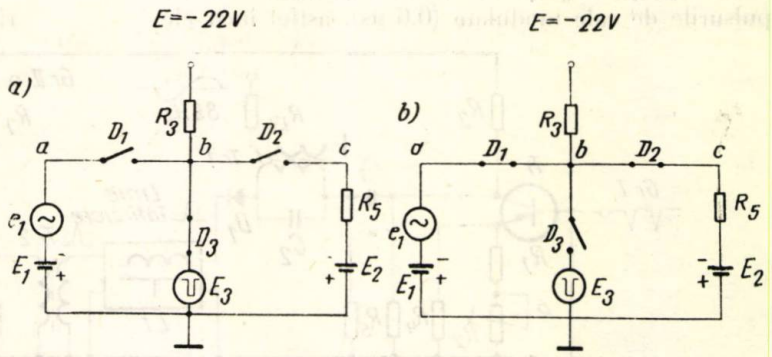



Fig. 4. *Schemele echivalente ale modulatorului* : *a* – în perioada de neconducţie ; *b* – în perioada de conducţie.

variante ale acestuia care transformă un tren de impulsuri rectangulare cu MA în semnale liniar crescătoare (dinţi de ferăstrău). Un circuit echivalent cu tranzistoare este greu de conceput fără a evita o oarecare complexitate a schemei. Din această cauză a fost elaborată o schemă transformată folosind un tranzistor ca element într-un circuit de descărcare lineară.

Convertorul MIA—MIP este reprezentat schematic în figura 5 şi comportă următoarele operaţiuni :

a) amplificarea trenului de impulsuri MA a unui grup de 6 căi cu ajutorul amplificatorului de impulsuri *A* ;

b) transformarea impulsurilor MA în semnale liniar crescătoare cu amplitudine şi durată variabilă;

c) limitarea în amplitudine şi amplificarea semnalului liniar crescător în amplificatorul limitator *B;*

d) transformarea semnalului de la pct. *c*) în impulsuri rectangulare cu modulaţie de lăţime (ML), folosind un multivibrator Smith ca circuit de comparaţie (etajul *C*) ;

e) transformarea impulsurilor ML în impulsuri MP folosind un circuit de diferenţiere *D* şi amplificarea lor în etajul *E*. Rezultă la ieşire un tren de impulsuri MP cu o deviaţie maximă de poziţie de

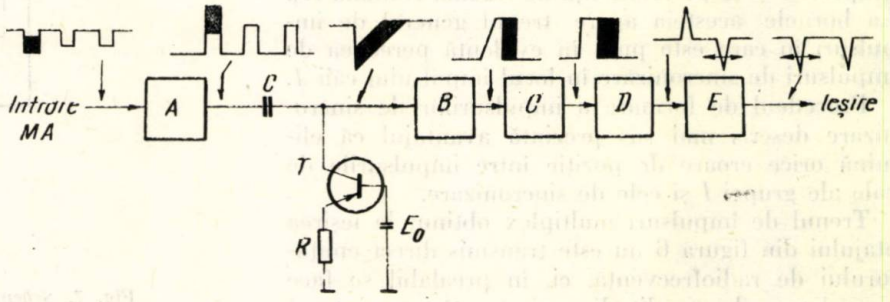



Fig. 5. *Convertorul de modulaţie amplitudine-poziţie* (*MIA-MIP*).

± 1,5 μs. Tipul de eşantionare este eşantionarea uniformă.

Să examinăm în detaliu mecanismul de obţinere a semnalului linear crescător.

Impulsurile pozitive cu MA de la ieşirea amplificatorului *A* se aplică circuitului format din tranzistorul *T* şi condensatorul *C*. La saltul pozitiv condensatorul *C* se încarcă aproape instantaneu prin rezistenţa mică a joncţiunii colector-bază în stare de conducţie, la o valoare egală cu tensiunea de vîrf. Condensatorul rămîne încărcat pînă la apariţia frontului negativ cînd joncţiunea se blochează, iar tranzistorul intră în regim de amplificare. Datorită rezistenţei $R$, relativ mare, din circuitul de emitor, tranzistorul se comportă ca un generator de curent constant. Rezultatul este că *C* se descarcă cu un curent constant prin tranzistor şi generează între colector şi masă o tensiune aproximativ linear crescătoare. Viteza de descărcare depinde de constanţa de timp $\tau = \frac{1}{RC}$ şi de polarizarea $E_0$.

Durata de timp de descărcare $t_d$ este funcţie de momentul cînd joncţiunea bază-colector începe să devină conductivă. Liniaritatea tensiunii crescătoare are o influenţă primordială asupra distorsiunilor. Din această cauză este necesar ca impedanţa de intrare a etajului următor (*B*) să fie suficient de mare. Este necesar de asemenea din motive de diafonie, ca timpul de descărcare $t_d$ , să nu depăşească aproximativ 5 μs. În cazul conversiunii directe a unor trenuri de impulsuri MA corespunzătoare unui număr de 12 căi, intervalul de protecţie dintre două impulsuri consecutive ajunge la o valoare inadmisibilă şi pot apărea cauze importante de diafonie în convertor. De aceea s-a preferat efectuarea conversiei de modulaţie pentru un grup de 6 căi.

În ciuda complexităţii convertorului de modulaţie de grup amplitudine-poziţie, se elimină reglajele individuale ale poziţiei impulsurilor pe fiecare cale în parte deoarece orice variaţie în circuitul de

conversiune nu afectează poziția relativă între impulsurile de cale ale unui aceluiași grup.

1.1.4. *Generarea impulsurilor de sincronizare și multiplexarea lor cu impulsurile de cale*

Sincronizarea transmisiei cu recepția într-un punct îndepărtat se realizează prin transmiterea unui semnal format dintr-o pereche de impulsuri foarte apropiate (1 μs) și de aceeași lățime cu impulsurile de cale modulate (0,6 μs), astfel încît ele

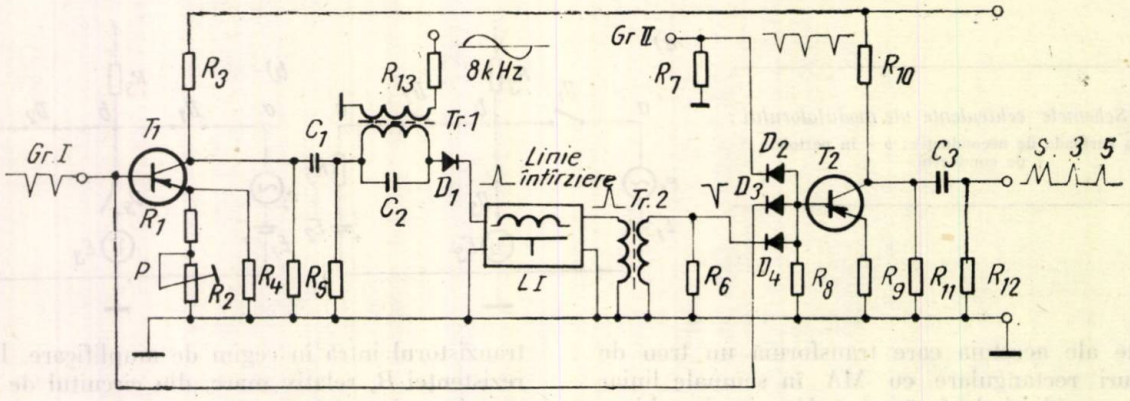



Fig. 6. *Generatorul impulsurilor de sincronizare și etajul de multiplexare a 12 căi.*

să poată fi tratate într-un mod identic din punct de vedere al operațiilor de reformare.

O particularitate a modului de generare a impulsurilor de sincronizare este aceea că se folosește însuși trenul de impulsuri al grupei I de 6 căi de la ieșirea convertorului $C_I$ (fig. 1), în care calea 1 este nemodulată. Schema electrică a generatorului impulsurilor de sincronizare și etajului de multiplexare a 12 căi este arătată în figura 6. Principiul este următorul : Impulsurile MP ale grupei *I* în care calea *1* este nemodulată, sînt amplificate și inversate cu ajutorul tranzistorului $T_1$ și se suprapun peste un semnal de 8 kHz cu fază potrivită de la distribuitor, în circuitul de selecție compus din transformatorul acordat $Tr_1$, condensatorul $C_1$, rezistența $R_5$ și dioda $D_1$. Acesta selectează impulsuri de 8 kHz corespunzătoare căii *1* care sînt întîrziate cu 1 μs de linia de întîrziere $L_I$. Impulsurile de la ieșirea liniei după ce sînt inversate de transformatorul de impulsuri $Tr_2$, sînt multiplexate în timp prin dioda $D_4$ împreună cu impulsurile grupelor *I* și *II* pe rezistența de sarcină comună $R_8$. La bornele acesteia apare trenul general de impulsuri în care este pusă în evidență perechea de impulsuri de sincronizare în locul impulsului căii *1*.

Procedeul de formare a impulsurilor de sincronizare descris mai sus prezintă avantajul că elimină orice eroare de poziție între impulsurile de cale ale grupei *I* și cele de sincronizare.

Trenul de impulsuri multiplex obținut la ieșirea etajului din figura 6 nu este transmis direct emițătorului de radiofrecvență, ci, în prealabil se face o egalizare de amplitudine și durată cu ajutorul egalizorului $E_2G$ (fig. 1).

Impulsurile rezultate la ieșirea egalizorului sînt de polaritate negativă cu o valoare de vîrf de 1,5 V și o lățime de 0,6 μs. Semnalul video astfel obținut se aplică printr-un cablu de 150 Ω modulatorului părții de radioreleu.

## 1.2. Recepția

Shema sinoptică a părții de recepție este arătată în figura 7. La recepție sînt caracteristice următoarele operațiuni :

— limitarea inferioară și superioară a impulsurilor MP recepționate ;

— sincronizarea recepției ;

— selecția de grupe, de cale și demodularea.

1.2.1. *Limitarea impulsurilor de cale*

Trenul de impulsuri obținut la ieșirea detectorului părții de recepție a echipamentului de radiofrecvență conține un sgomot de fluctuații uniform repartizat în tot spectrul impulsurilor. Pentru a minimaliza efectul acestui zgomot trebuie efectuată înainte de orice o dublă limitare comună (infe-

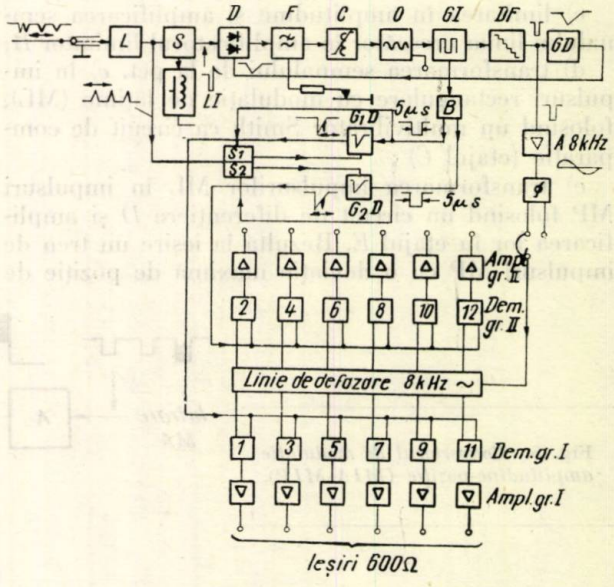



Fig. 7. *Schema sinoptică a părții de recepție :*

*L* — limitator de impulsuri ; *S* — selectorul impulsurilor de sincronizare ; *LI* — linie de întîrziere (1 μs) ; *D* — comparator de fază ; *F* — filtru trecejos RC ; *C* — circuit de control ; *O* — oscilator de 48 kHz controlat ; *GI* — generator de impulsuri rectangulare ; *DF* — divizor de frecvență 48 — 8 kHz ; *GD* — generator de semnale în dinți de ferăstrău ; *A* — amplificator de 8 kHz ; θ — defazor ; *B* — generator de impulsuri de selecție ; *G*, *D*, $G_2$ *D* — generatoare de semnale liniar crescătoare ; $S_1$, $S_2$ — selectoare de grup (6 căi)

rioară și superioară) a impulsurilor de cale pe porțiunea de înclinare maximă a frontului. De regulă această porțiune corespunde aproximativ cu jumătate din valoarea de vîrf a impulsurilor. Operația de limitare se efectuează în etajul *L*.

1.2.2. *Sincronizarea recepției*

Operațiile de selecție și demodulare implică ca toate generatoarele de la recepție să fie sincronizate cu cele de la transmisia punctului îndepărtat. Aceasta se realizează cu ajutorul impulsurilor de sincronizare care comandă oscilatorul de bază de 48 kHz, de la recepție. Deoarece impulsurile de sincronizare sînt afectate de zgomot sau alte perturbații la fel ca orice impuls de cale, nu este indicată o sincronizare directă a generatorului local de 48 kHz și s-a preferat o sincronizare prin efect de „volant", folosind un circuit de control automat al fazei.

Dispozitivul de control automat al fazei conține un detector de fază *D*, filtrul trece jos *F*, un circuit de control *C* și oscilatorul de 48 kHz *O* figurate în schema din figura 7. Schema electrică este reprezentată în figura 8. Impulsurile de sincronizare sînt separate cu ajutorul circuitului de selecție *S* și al liniei de întîrziere *LI*. Mecanismul de sincronizare este următorul :

În detectorul de fază din figura 8 format din diodele $D_1$, $D_2$, $D_3$, se compară ca fază sau poziție două semnale : un semnal în dinți de ferestrău de 8 kHz generat local prin divizarea frecvenței oscilatorului local cu ajutorul divizorului *DF* și generatorului *GD* din figura 7 și un tren de impulsuri negative de aceeași frecvență derivate din impulsurile de sincronizare. În principiu, detectorul de fază are o funcționare identică cu aceea a modulatorului de cale. La bornele rezistenței $R_3$ apare un tren de impulsuri negative a căror amplitudine este funcție de diferența de poziție dintre cele două semnale. În cazul unui reglaj perfect această diferență este nulă și valoarea impulsurilor la ieșirea detectorului este constantă și egală cu o valoare constantă $U_0$. Impulsurile sînt amplificate de tranzistorul $T_1$, inversate ca polaritate și detectate de tranzistorul $T_2$, stabilizat termic din punct de vedere al curentului $I_{co}$. La bornele lui $C_3$ apare o tensiune aproape continuă egală aproximativ cu valoarea de vîrf a impulsurilor. În regim de sincronism această tensiune este constantă și controlează transformatorul saturat $Tr_3$ prin intermediul curentului de colector al tranzistorului $T_4$. Inductanța înfășurării secundare poate varia în limite largi în jurul valorii de 16 mH în funcție de saturație și controlează oscilatorul de 48 kHz. În cazul unei variații a frecvenței oscilatorului, apare un fenomen tranzitoriu destul de complex la sfîrșitul căruia se schimbă automat și curentul de control al transformatorului saturat $Tr_3$, care modificînd inductanța aduce frecvența oscilatorului la valoarea corectă pe seama apariției unei variații de fază între semnalul în dinți de ferestrău și impulsurile aplicate detectorului de fază.

Gama de sincronizare statică a dispozitivului de control automat al fazei este de cca. ± 5 kHz, în jurul frecvenței de 48 kHz la care corespunde o eroare de poziție de ± 2,5 μs.

Circuitul format din $C_4$, $R_{10}$ și $R_{11}$ în paralel cu $R_{12}$ constitue un filtru trece-jos cu 2 constante de timp care acordă o mai mare latitudine în alegerea unei benzi de sincronizare cît mai largă și a unei benzi de zgomot cît mai înguste care altfel, adică în cazul folosirii unei singure constante de timp, reprezintă două condiții incompatibile [7]. O dificultate mare o constituie totuși realizarea simultană a unei benzi de zgomot reduse și a unei game de intrare în sincronism cît mai mari. Gama de intrare în sincronism trebuie înțeleasă ca valoarea erorii maxime a frecvenței oscilatorului de 48 kHz în momentul pornirii lui, astfel ca sistemul să intre în sincronism. S-a găsit că pentru a avea o bună protecție împotriva perturbațiilor este necesar ca valorile celor două constante de timp să fie de 0,08 s și 1,2 ms, însă în acest caz gama de intrare

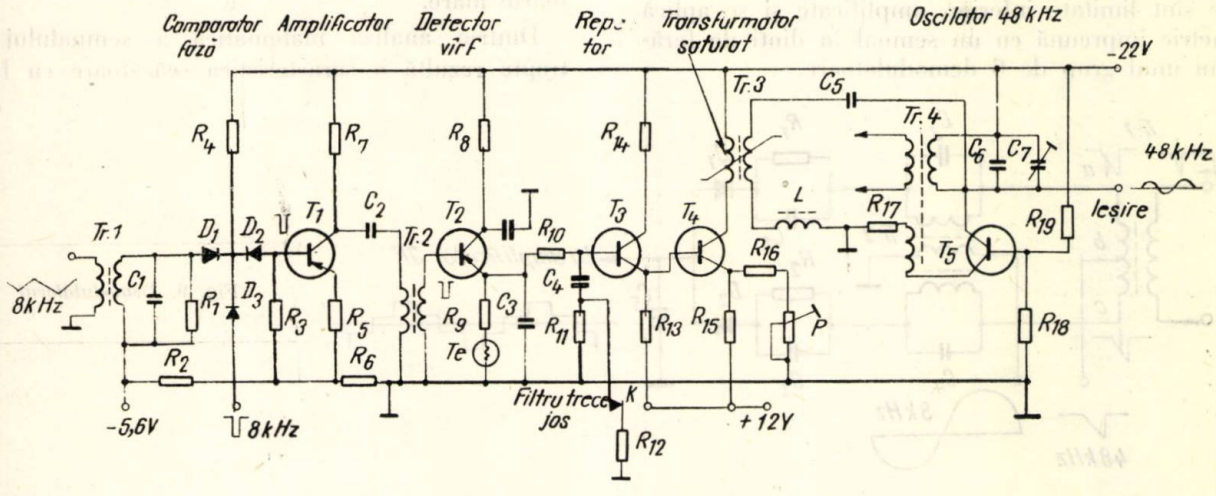



Fig. 8. *Etajul de control automat al fazei*

în sincronism se îngustează la ± 0,6 kHz adică cca. ± 1,2%. Acest neajuns poate fi eliminat dacă se realizează o lărgire temporară a benzii filtrului

trece-jos numai în momentul ieşirii sistemului din sincronism. Această particularitate se realizează folosind un dispozitiv care prin intermediul contactului de releu $k$ deconectează rezistenţa $R_{12}$=60Ω. Rezistenţa $R_{11}$=910 Ω care rămîne mai departe în circuit fiind mult mai mare contribuie la o lărgire substanţială a benzii filtrului şi o dată cu aceasta apare şi o creştere a gamei de intrare în sincronism la o valoare rezonabilă de ± 2,5 kHz în jurul frecvenţei de 48 kHz, adică în acest caz este tolerată o variaţie de ± 5% a frecvenţei oscilatorului. Eroarea corespunzătoare de poziţie este de ± 9,5 μs. După intrarea în sincronism a sistemului contactul $k$ al releului se închide şi fără a apărea un regim tranzitoriu supărător lărgimea de bandă de zgomot se îngustează din nou.

Aportul dispozitivului de control automat al fazei este o reducere a zgomotului cu 2—3 dB.

### 1.2.3. *Selecţia de grup, de cale şi demodularea*

Din motive de diafonie este indicat să se realizeze înainte de demodulare o selecţie a unui grup de impulsuri cu modulaţie de poziţie corespunzător la 6 căi. Pentru aceasta aşa cum se vede din figura 7, un semnal cu frecvenţa de 48 kHz şi amplitudine de cca. 10 V, generat local de oscilatorul controlat $O$, se aplică unui multivibrator Smith $GI$ care dă la ieşire o formă de undă rectangulară. Impulsurile rectangulare sînt diferenţiate cu ajutorul unei bobine şi comandă două generatoare cu autoblocare $B$. La ieşirea acestora se obţin două trenuri de impulsuri de 48 kHz decalate cu 10,4 μs unul faţă de celălalt şi cu o lăţime constantă a impulsurilor de 5 μs, durată care corespunde cu intervalul de timp alocat unei căi. Impulsurile de selecţie se aplică mai departe împreună cu trenul general MIP unor selectoare cu diode $S_1$ şi $S_2$, care selectează din trenul general MIP de 12 sau 24 căi acea grupă de impulsuri a 6 căi, care corespunde în timp impulsurilor de selecţie. Impulsurile selectate sînt limitate inferior, amplificate şi se aplică simetric împreună cu un semnal în dinţi de ferăstrău unui grup de 6 demodulatoare.

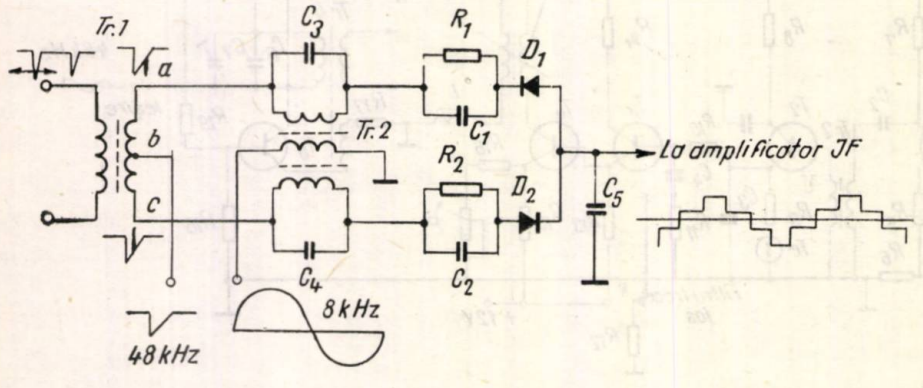



Fig. 9. *Demodulatorul*

Fiecare demodulator de cale conţine elementele de circuit din figura 9. În principiu este un circuit poartă bipolar cu diode, deseori folosit în tehnica modulaţiei de impulsuri. Transformatorul $Tr_1$ trebuie considerat comun la un număr de 6 demodulatoare şi are înfăşurarea secundară simetrică. Impulsurile modulate în poziţie, corespunzătoare unui grup de 6 căi sînt folosite prin intermediul transformatorului $Tr_1$ pentru deschiderea diodelor cu joncţiune $D_1$ şi $D_2$. Circuitul de demodulare realizează simultan o selecţie de cale şi o conversiune directă de modulaţie poziţie-amplitudine în felul următor :

a) Operaţia de selecţie se efectuează introducînd în serie cu fiecare diodă, prin intermediul transformatorului simetric $Tr_2$ cîte o tensiune sinusoidală de 8 kHz cu fază potrivită de la un distribuitor identic cu cel de la partea de transmisie. Această tensiune are rolul de a pune în evidenţă impulsurile MP ale unui singur canal. Rezistenţele $R_1$ şi $R_2$ se aleg suficient de mari astfel încît diodele să conducă numai în timpul impulsurilor MP de pe vîrfurile sinusoidei de 8 kHz.

b) Operaţia de demodulare se realizează aplicînd pe priza mediană a transformatorului de impulsuri $Tr_1$ un semnal în dinţi de ferestrău nemodulat, cu o frecvenţă de 48 kHz, generat de $G_1D$ sau $G_2D$. Acest semnal în principiu nu contribuie la conducţia diodelor dacă valoarea lui este suficient de mică însă în momentul în care impulsurile de cale deschid diodele $D_1$ şi $D_2$ codensatorul $C_5$ se încarcă aproape instantaneu cu valoarea momentană a semnalului în dinţi de ferestrău. El rămîne încărcat aproape constant pînă la apariţia unui nou impuls al căii. Deoarece impulsurile de deschidere a diodelor sînt modulate în poziţie, este clar că valoarea de încărcare a condensatorului se schimbă şi rezultă la ieşire un semnal în formă de trepte aproape indentic cu semnalul de modulaţie.

Datorită simetriei circuitului utilizat impulsurile MP nu dau la ieşire nici o componentă. De asemenea, prin folosirea unor diode cu raport mare între rezistenţa inversă şi cea directă (OA 202), atenuarea circuitului în perioada de neconducţie este foarte mare.

Dintr-o analiză matematică a semnalului în trepte rezultă o caracteristică scăzătoare cu frecvenţa semnalului care prezintă teoretic o scădere cu 3 dB la frecvenţa de 4 kHz.

S-a găsit totuşi practic că scăderea este mai mare şi din această cauză a fost necesară introducerea unui circuit de corecţie suplimentară în amplifica-

torul de recepție. În același timp este necesar pentru o bună funcționare a demodulatorului ca amplificatorul de cale să prezinte o impedanță de intrare suficient de mare.

## 2. CARACTERISTICILE ELECTRICE ALE SISTEMULUI MIP—12—24

Caracteristicile electrice ale sistemului MIP-12-24 sînt următoarele :

| | |
|---|---|
| — Tipul de modulație . . . . | modulație de poziție |
| — Număr de canale . . . . . | 11 sau 23 canale telefonice + 1 canal sincronizare |
| — Frecvența de eșantionare . . | 8 kHz |
| — Frecvența de repetiție a impulsurilor . . . . . | 96 kHz la12 canale<br>192 kHz la 24 canale |
| — Lățimea impulsurilor de cale | 0,6 μs. |
| — Timpul de creștere | circa. 0,15 μs |
| — Deviația maximă de poziție | ± 1,5 μs. |
| — Intervalul de timp alocat unei căi. . . . . | 5 μsec |
| — Timpul de gardă . . . . . | circa 40% |
| — Lărgimea de bandă ocupată de impulsuri . . . . . | circa 3 MHz |
| — Banda de joasă frecvență (2/5 din caracteristica CCITT) | 300—3 400 Hz |
| — Nivel intrare pe 2 fire. . . . | 0 Np |
| — Nivel ieșire pe 2 fire . . . | — 0,4 Np |
| — Nivel de intrare minim pe 4 fire . . . . . | — 2 Np |
| — Nivel de ieșire maxim de 4 fire . . . . . | + 0,5 Np |
| — Raport semnal/zgomot propriu (psofometric) . . . . . | circa. 65 dB |
| — Atenuare de diafonie . . . . | $\geqslant$ 60 dB |
| — Distorsiuni armonice . . . . | $\leqslant$ 2 % |
| — Frecvența de apel. . . . . | 4 kHz |

## 3. CONSIDERAȚII TEHNOLOGICE ȘI MECANICE

Tranzistoarele folosite sînt în cea mai mare parte tip PNP cu germaniu. În circuitele de impulsuri s-au folosit tranzistoare cu $f_\alpha$=10 MHz, iar în circuitele de joasă frecvență tranzistoarele cu $f_\alpha$=1,5 MHz. Acolo unde a fost necesară o stabilitate deosebită cu temperatura s-au preferat tranzistoare cu siliciu. Diodele folosite în circuite de comutație și detecție sînt în cea mai mare parte de tip cu joncțiune, cu siliciu.

În general s-a evitat folosirea de condensatoare electrolitice, preferîndu-se condensatoarele cu tantal și cu hîrtie.

Sistemul MIP-12-24 este format din 2 dulapuri de cîte 12 canale fiecare avînd dimensiunile 1600×600×400 mm. În figura 10 se poate vedea o unitate de 12 canale.

## 4. CONCLUZII

Sistemul MIP-12-24, prin modul lui de realizare, permite o întreținere relativ simplă, fără reglaje curente în afară de reglajele de nivel ale căilor la transmisie și recepție.

În fața unor șanse multiple de aplicare el poate constitui punctul de plecare pentru o producție de masă care implică studierea unei versiuni industriale.

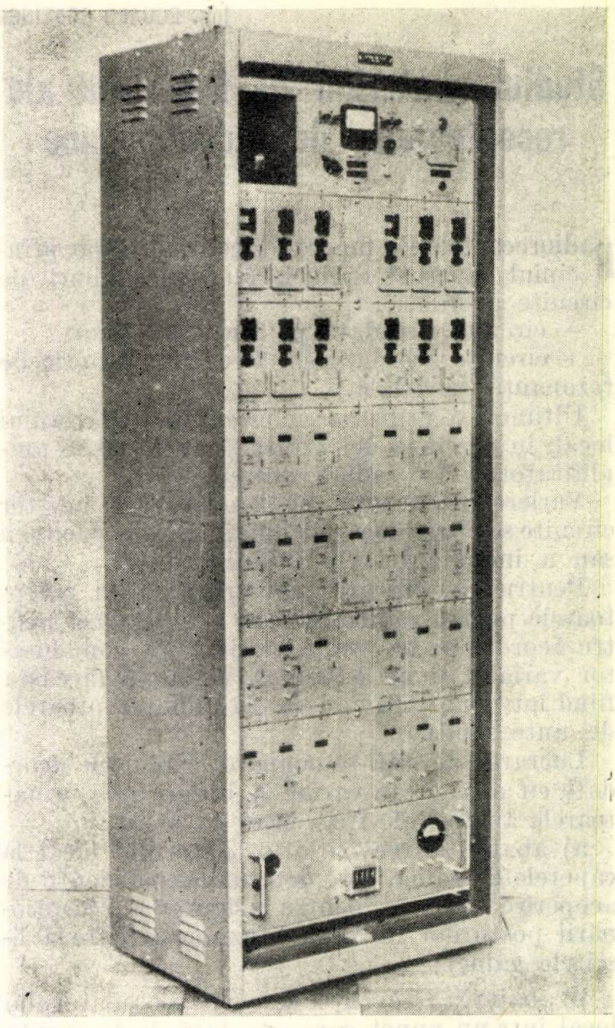


Fig. 10. *Unitate de 12 canale (vedere din față).*

BIBLIOGRAFIE


[1] — KIESLING, PAUL — *Portable multiplexer for telephone communications,* Electronics, ianuarie, 1959.

[2] — CHRISTIANSEN H. M. — *PPM-60 — Ein transistoriertes Pulsphasen-modulations gerät für 60 Kanäle,* NTZ august, 1960.

[3] — KOELBL A. — *Puls-Phasen Modulations System für 60 Fernsprechkreise,* Frequenz, octombrie, 1960.

[4] — PANĂ L. — *Sistem telefonic cu modulație de impulsuri* — partea I — Telecomunicații, nr. 4, 1961. — partea II — Telecomunicații, nr. 5, 1961.

[5] — GERACE G. B. — *Studio di un oscilatore bloccato a transistori per impulsi stabilizzati in durata,* Alta Frequenza, martie, 1962.

[6] — POTIER G. — *Utilisation des convertisseurs de modulation dans les équipements multiplex à impulsions,* — Onde El, aprilie, 1950.

[7] — GRUEN — *Teoria sincronizării cu control automat de fază,* PIRE, august, 1953.

[8] — CHRISTIANSEN H. M. — *Modulationseinrichtung PPM 24 mit Kennton-Synchronisation,* Frequenz, februarie, 1959.

[9] — HÖLZLER E. — *Theorie und Technik der Pulsmodulation,* Cap. 3, pag. 210, 1957.

Ing. EDUARD COSTINER

# Studiul abaterilor de frecvență ale receptoarelor de radiodifuziune

Radioreceptoarele moderne, construite pe principiul superheterodinei, au două tipuri de circuite acordate :

— circuite acordate pe frecvență fixă

—circuite acordate, cu frecvența proprie de rezonanță variabilă.

Ultimele se utilizează în circuitul oscilatorului local, în circuitul de intrare și eventual în amplificatorul de radiofrecvență.

Varierea frecvenței de rezonanță a acestor circuite se poate face prin modificarea capacității sau a inductanței circuitului acordat.

Pentru simplificarea constructivă, în receptoarele pentru radiodifuziune se utilizează pentru acordul pe frecvența dorită, un condensator variabil și nu o bobină variabilă (aceasta fiind întrebuințată mai ales la radioreceptoarele de automobil).

Lucrarea de față se ocupă de circuitele acordate cu capacitate variabilă, la care apar următoarele abateri ale frecvenței de acord :

a) abaterea frecvenței oscilatorului local la capetele de gamă, care determină coeficienții de acoperire necesari pentru asigurarea recepționării posturilor de radiodifuziune situate la limitele gamei ;

b) abaterea frecvenței de acord a oscilatorului local într-un punct oarecare, față de frecvența medie calculată, care determină eroarea de etalonare a scării ;

c) abaterea frecvenței de acord a circuitului de intrare față de frecvența semnalului recepționat determinată de frecvența oscilatorului local, care produce o atenuare (datorită deci erorilor de aliniere).

## Cauzele erorilor de frecvență

Reglarea ansamblului de radiofrecvență, în producția de serie a receptoarelor pentru radiodifuziune, se face cu semnalele date de un generator central (în scopul asigurării stabilității frecvenței și a uniformității producției și a controlului), date pe o linie de distribuție ce are ca sarcină aparatajul meselor de reglaj.

Frecvențele semnalelor debitate de acest generator sînt fixe și egale cu cele stabilite în proiectare pentru capetele de gamă și pentru punctele de acord exact, pentru cazul cînd eroarea de aliniere între circuitul oscilatorului local și circuitul de intrare este nulă ($\Delta f = 0$)

Uneori, în scopul micșorării timpului necesar reglajului, a simplificării generatorului de semnal și a evitării unor interferențe, care ar putea determina acordarea greșită, se face și acordul oscilatorului local tot la frecvențele de aliniere exactă.

Aceasta face ca să se micșoreze eroarea maximă de etalonare a scării radioreceptorului, însă totodată să apară o abatere a frecvenței capetelor de gamă.

Deoarece acest caz are o generalitate mai mare, în lucrare tratarea se va face pentru el, arătîndu-se totodată cum se pot particulariza rezultatele obținute pentru radioreceptoarele la care acordul oscilatorului local este efectuat la limitele gamei recepționate.

Întrucît elementele folosite în circuitele acordate sînt independente, funcția lor de corelație este nulă, eroarea maximă probabilă a frecvenței de acord se determină ca suma patratică a erorilor de frecvență datorate fiecărui element component [1, 2].

În cele ce urmează se va face o analiză a influenței abaterilor elementelor de circuit din circuitul oscilatorului local asupra abaterii de frecvență a oscilatorului local.

Abaterea frecvenței oscilatorului local mai poate să apară și datorită :

a) influenței elementelor active [3] ;

b) erorii frecvenței semnalelor debitate de generatorul central ;

c) erorii de fixare a acului de scară la capătul cursei și în punctele de acord (dependentă de raportul dintre lățimea acului indicator și desfășurarea totală a scării) ;

d) erorii de etalonare a scării ;

e) erorii transmisiei mecanice între condensatorul variabil și acul indicator (determinată de toleranțele diametrului tamburului și a sforii de scară, de întinderea sforii de scară și de toleranțele deschiderii condensatorului variabil).

## Calculul erorii de frecvență datorate elementelor electrice din circuitul acordat al oscilatorului local

Circuitele cele mai complexe utilizate în oscilatorul local al receptoarelor de radiodifuziune sînt cele pentru gamele de unde medii și cel pentru unde lungi, în care acordul exact ($\Delta f = 0$) se face în trei puncte. Schema echivalentă de calcul este cea din fig. 1 [4].

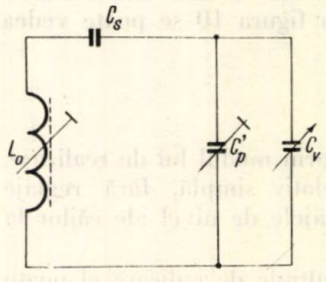



Fig. 1. *Circuitul acordat al oscilatorului local în cazul acordului în trei puncte și al reglajului în două puncte*

Pentru a se micșora timpul de reglaj al radioreceptorului, în practică, se lucrează avînd doar două elemente semireglabile determinate astfel

ca în punctele limită de acord să se obțină eroarea de aliniere nulă, iar al treilea punct de aliniere perfectă urmînd să difere de cel calculat datorită toleranțelor elementului nereglabil din montaj.

Aceasta va mări eroarea maximă de aliniere, însă alegînd convenabil toleranțele elementului nereglabil, este posibil ca performanțele radioreceptorului să nu fie afectate. Pe baza acestei ipoteze se impune ca eroarea de aliniere să se obțină nulă la frecvența maximă de acord prin reglarea condensatorului ajustabil, acesta avînd o influență considerabilă numai la această frecvență. Pentru anularea erorii de aliniere la frecvența inferioară de acord se reglează inductanța, aceasta fiind mai ușor reglabilă decît condensatorul pading, care este de valoare mare și care se poate realiza și cu toleranțe mai strînse decît inductanța, cu dificultăți tehnologice mai mici.

Frecvența de oscilație va fi apropiată de frecvența proprie de rezonanță a circuitului acordat din fig. 1 [3], ceea ce face posibil ca analiza influenței abaterilor elementelor de circuit asupra frecvenței oscilatorului local să se facă asupra frecvenței proprii de rezonanță a circuitului acordat:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_s \dfrac{C_v + C'_p}{C_s + C_v + C'_p}}} \tag{1}$$

Prin diferențierea și trecerea la diferențe finite a relației (1) rezultă expresia erorii de frecvență [1, 2]:

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\left[\frac{\Delta L_0}{L_0} + \frac{\Delta C_s}{C_s}\,\frac{C_v + C'_p}{C_s + C_v + C'_p} + \frac{\Delta (C_v + C'_p)}{C_v + C'_p}\,\frac{C_s}{C_s + C_v + C'_p}\right] \tag{2}$$

care devine

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\left[\frac{\Delta L_0}{L_0} + \frac{1}{p}\,\frac{\Delta C_s}{C_s} + \frac{\Delta C_v}{C_v}\,\frac{C_v}{C_s}\,\frac{(p-1)^2}{p} + \frac{\Delta C'_p}{C'_p}\,\frac{C'_p}{C_s}\,\frac{(p-1)^2}{p}\right] \tag{3}$$

prin folosirea notației

$$p = \omega_0^2\, L_0\, C_s \tag{4}$$

și a relației [4]

$$C_v = \frac{C_s}{p-1} - C'_p \tag{5}$$

Pentru a se putea obține o eroare de aliniere nulă la frecvențele $f_1$ și $f_3$, dacă condensatorul variabil și pading au abaterile $\frac{\Delta C_v}{C_v}$ respectiv $\frac{\Delta C_s}{C_s}$ este necesar ca reglarea condensatorului ajustabil să fie posibilă în limitele:

$$C'_p = C'_{pmax} - C'_{pmin} \geqslant \frac{\Delta C_s}{C_s}\,\frac{C_s}{p_1 p_3 - 1} - \frac{\Delta C_v}{C_v}_{\,f=f_1} C_{v_{f=f_1}}\,\frac{p_3 (p_1-1)^2}{(p_3 - p_1)(1 - p_3 p_1)} + \left(\frac{\Delta C_v}{C_v}\right)_{f=f_3} C_{v_{f=f_3}}\,\frac{p_1 (p_3 - 1)^2}{(p_3 - p_1)(1 - p_3 p_1)} \tag{6}$$

și a inductanței în limitele

$$\frac{\Delta L_0}{L_0} = -\frac{1}{p_1}\,\frac{\Delta C_s}{C_s} - \frac{(p_1-1)^2}{p_1}\,\frac{\Delta C'_p}{C_s} + \frac{C_{v_{f=f_1}}}{C_s}\left(\frac{\Delta C_v}{C_v}\right)_{f=f_1} \tag{7}$$

valori care arată cu cît trebuie mărită limita de reglaj a inductanței stabilită în [4] și [5], determinată în ipoteza dispersiei capacităților parazite.

Totodată și plaja necesară trimerului stabilită prin relația (6) trebuie mărită în ipoteza variației capacităților parazite cu maximum valorii $C'_p$ rezultată din [4].

Rezolvînd expresia abaterii de frecvență numai în raport cu eroarea condensatorului variabil și a padingului și folosind relațiile (6) și (7), se obține:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta C_s}{C_s}\,\frac{(p-p_1)}{pp_1} + \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta C_v}{C_v}\right)_{f=f_1} \frac{C_{v_{f=f_1}}}{C_s}\,\frac{(p_1-1)^2}{p_1} - \frac{1}{2}\,\frac{\Delta C_v}{C_v}\,\frac{C_v}{C_s}\,\frac{(p-1)^2}{p} - \frac{1}{2}\,\frac{\Delta C'_p}{C'_p}\,\frac{C'_p}{C_s}\,\frac{(p_1 - p)(1 - pp_1)}{pp_1} \tag{8}$$

Deoarece în urma analizei rezultatelor experimentale [6] se constată că abaterile elementelor de circuit se supun legii normale de distribuție, eroarea maxim probabilă de frecvență și plaja de reglaj maxim probabilă cu o probabilitate de 99,7% rezultă [1] [2]:

$$\Delta C'_p = \sqrt{\frac{C_s^2}{(p_1 p_3 - 1)^2}\,\sigma^2_{C_s} + \frac{C^2_{v_{f=f_1}}\, p_3^2 (p_1-1)^4 + C^2_{v_{f=f_3}}\, p_1^2 (p_3-1)^4}{(p_3 - p_1)^2 (p_1 p_3 - 1)^2}\,\sigma^2_{C_v}} \tag{9}$$

$$\sigma_L = \sqrt{\frac{\sigma^2_{C_s}}{p_1^2} + \frac{C^2_{v1}}{C_s^2}\,\sigma^2_{C_v} + \frac{(p_1-1)^4}{p_1^2}\,\frac{\Delta C'^2_p}{C_s^2}} \tag{10}$$

$$\sigma_f = \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{p_1 - p}{pp_1}\right)^2 \sigma^2_{C_s} + \frac{\Delta C'^2_p}{C_s^2}\,\frac{(p-p_1)^2\,(1-pp_1)^2}{p^2 p_1^2} + \left[\frac{C_v^2}{C_s^2}\,\frac{(p-1)^4}{p^2} + \frac{C^2_{v1}}{C_s^2}\,\frac{(p_1-1)^2}{p_1^2}\right]\sigma^2_{C_v}} \tag{11}$$

în care s-a notat prin $\sigma$ abaterea maxim probabilă cu o probabilitate de 99,7% după cum urmează :

$$\sigma_f = \frac{\Delta f}{f};\ \sigma_{C_s} = \frac{\Delta C_s}{C_s};\ \sigma_{C_v} = \frac{\Delta C_v}{C_v};\ \sigma_L = \frac{\Delta L_0}{L_0} \tag{12}$$

O simplificare a calculelor abaterilor de frecvență se obține prin determinarea variabilei independente $p$ cu ajutorul relațiilor stabilite în [4], adică :

$$p = b\,\frac{1 - c_{min}}{b_{min} - c_{min}} \tag{13}$$

în care :

$$b = \left(\frac{f_0}{f_{0max}}\right)^2 \tag{14}$$

$$c_{min} = \frac{C_{v_{min}} + C'_p}{C_{v_{max}} + C'_p} \tag{15}$$

valori determinate în cursul proiectării circuitelor de radiofrecvență.

Eliminînd $\Delta C'_p$ din relațiile (9), (10) și (11) se obțin expresiile abaterilor maxime probabile ale frecvenței de oscilație și ale plajei necesare a inductanței în funcție de variabilele independente; abaterea maxim probabilă a condensatorului variabil și a condensatorului pading, adică :

$$\sigma_L = \sqrt{a_1^2\,\sigma_{C_s}^2 + (a_2^2 + a_3^2)\,\sigma_{C_v}^2} \tag{16}$$

$$\sigma_t = \frac{1}{2}\sqrt{a_4^2\,\sigma_{C_s}^2 + (a_5^2 + a_6^2 + a_7^2)\,\sigma_{C_v}^2} \tag{17}$$

unde s-au utilizat notațiile

$$a_1 = \frac{1}{p_1}\left[1 + \frac{(p_1 - 1)^2}{p_1 p_3 - 1}\right]$$

$$a_2 = \frac{C_{vf=f_1}}{C_s}\left[1 + \frac{p_3\,(p_1 - 1)^4}{p_1\,(p_3 - p_1)\,(1 - p_3\,p_1)}\right]$$

$$a_3 = \frac{C_{vf=f_3}}{C_s}\,\frac{(p_1 - 1)^2\,(p_3 - 1)^2}{(p_3 - p_1)\,(1 - p_3\,p_1)}$$

$$a_4 = \frac{(p - p_1)\,(p - p_3)}{p\,(p_1\,p_3 - 1)} \tag{18}$$

$$a_5 = \frac{C_{vf=f_1}}{C_s}\,\frac{(p_3 - p)\,(p_1 - 1)^2\,(p_3\,p - 1)}{p\,(p_3 - p_1)\,(p_3\,p_1 - 1)}$$

$$a_6 = \frac{C_{vf=f_3}}{C_s}\,\frac{(p - p_1)\,(p_3 - 1)^2\,(p_1\,p - 1)}{p\,(p_3 - p_1)\,(p_1\,p_3 - 1)}$$

$$a_7 = \frac{C_v\,(p - 1)^2}{C_s\quad p}$$

Dacă reglajul oscilatorului local se face la limitele gamei și nu în punctele de eroare de aliniere nulă, relațiile anterior stabilite rămîn valabile făcînd :

$$p_1 = p_{min};\ p_3 = p_{max} \tag{19}$$

Se remarcă în acest caz că variația capacității parazite a montajului determină doar o mărire a plajei de reglaj necesare condensatorului ajustabil și nu influențează abaterea de frecvență, căci valoarea $C'_p$ se păstrează.

De multe ori, și în special în gama de unde lungi a radioreceptoarelor cu preț de cost redus, se face reglajul într-un singur punct, la frecvența

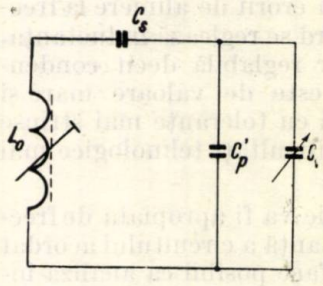



Fig. 2. *Circuitul acordat al oscilatorului local în cazul acordului în trei puncte și al reglajului într-un punct*

minimă de aliniere perfectă, reglîndu-se doar inductanța circuitului acordat (fig. 2).

De această dată abaterea maxim probabilă a capacității în derivație cu condensatorul variabil, care în acest montaj nu poate fi reglat, este determinată și de variația capacităților parazite ale montajului ($\Delta C'_{p\cdot par.}$) și de abaterea condensatorului ce micșorează acoperirea condensatorului variabil ($\sigma_{C'_p} \cdot C'_p$), adică :

$$\Delta C'_p = \sqrt{\Delta C'^2_{p\cdot par.} + \sigma^2_{C'_p}\ C'^2_p} \tag{20}$$

valoare care introdusă în relațiile (10) și (11) permite să se obțină abaterea maxim probabilă a frecvenței și cîmpul necesar pentru reglarea inductanței.

O schemă mai simplă este utilizată în gama undelor scurte, în care caz alinierea perfectă se realizează doar în două puncte (fig. 3).

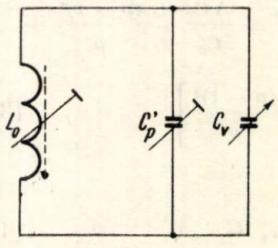



Fig. 3. *Circuitul acordat al oscilatorului local în cazul acordului în două puncte și al reglajului în două puncte*

Tratarea acestui caz se poate obține trecînd la limită rezultatele precedente pentru $C_s \to \infty$ obținîndu-se :

$$\Delta C'_p = \frac{f_{02}^2}{f_{02}^2 - f_{01}^2}\ C_{vf=f_1}\sqrt{1 + \left(\frac{f_{02}\,C_{v_2}}{f_{01}\,C_{v_1}}\right)^2\sigma^2_{C_v}} \tag{21}$$

$$\sigma_L = \sqrt{\frac{C^2_{vf=f_1}}{(C_{vf=f_1} + C'_p)^2}\ \sigma^2_{C_v} + \frac{\Delta C'^2_p}{(C_{vf=f_1} + C'_p)^2}} \tag{22}$$

$$\sigma_f = \frac{1}{2}\sqrt{\left(1-\frac{f_0^2}{f_{01}^2}\right)\sigma_{C'_p}^2 + \left[\left(\frac{C_{vf=f_1}}{C_{vf=f_1}+C'_p}\right)^2 + \left(\frac{C_v}{C_v+C'_p}\right)^2\right]\sigma_{C_v}^2} \qquad (23)$$

De asemenea pentru a obține abaterile maxim probabile doar în funcție de abaterile elementelor independente, se substituie valoarea rezultată din relația (21) în relațiile (22) și (23) obținîndu-se :

$$\sigma_{L_0} = \frac{f_{02}^2}{f_{02}^2 - f_{01}^2}\,\frac{C_{vf=f_1}}{C_{vf=f_1}+C'_p}\sqrt{1+\left(\frac{C_{vf=f_2}}{C_{vf=f_1}}\right)^2}\,\sigma_{C_v} \qquad (24)$$

$$\sigma_f = \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{C_{vf=f_1}}{C_{vf=f_1}+C'_p}\,\frac{f_{02}^2-f_0^2}{f_{02}^2-f_{01}^2}\right)^2 + \left(\frac{C_{vf=f_2}}{C_{vf=f_2}+C'_p}\,\frac{f_0^2-f_{01}^2}{f_{02}^2-f_{01}^2}\right)^2 + \left(\frac{C_v}{C_v+C'_p}\right)^2}\,\sigma_{C_v} \qquad (25)$$

De asemenea și în domeniul undelor scurte în cazul realizării unor benzi acoperite mici, este posibil ca acordul într-un singur punct să fie suficient (fig. 4), calculul făcîndu-se cu ajutorul relațiilor (20), (22) și (23).

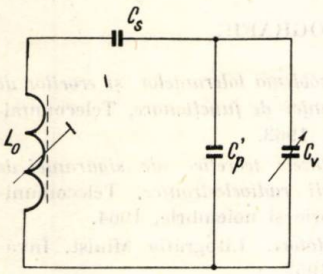



Fig. 4. *Circuitul acordat al oscilatorului local în cazul acordului în două puncte și al reglajului într-un punct cu capacitatea derivație.*

Este posibil uneori, în cazul alinierii în două puncte și a reglajului într-un punct, să fie folosit un montaj ca cel din figura 5, pentru care

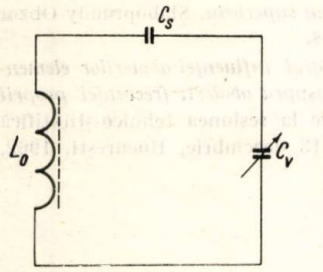



Fig. 5. *Circuitul acordat al oscilatorului local în cazul acordului în două puncte și alinierii într-un punct cu capacitate serie.*

formulele de calcul se obțin prin trecerea la limită a relațiilor (10), (11) și (20), pentru $C'_p \to 0$ adică :

$$\sigma_L = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{C_s}}{p_1}\right)^2 + \left(\frac{C_{vf=f_1}}{C_s}\right)^2 + \frac{(p_1-1)^4}{p_1^2}\left(\frac{\Delta C'_{p.par.}}{C_s}\right)^2} \qquad (26)$$

mite realizarea acordului în două puncte, micșorînd astfel eroarea de aliniere.

**Verificări experimentale**

Verificările experimentale s-au efectuat pentru coeficienții de pondere ai abaterilor elementelor de circuit, din expresia abaterii de frecvență

a unui circuit acordat în trei puncte și reglat în două, deoarece — precum s-a arătat — celelalte cazuri posibile sînt doar particularizări ale acestuia.

Pentru a stabili acești coeficienți s-a utilizat circuitul acordat din fig. 1, avînd următoarele elemente [4] :

$L_0 = 103\ \mu H$ $\quad f_{min} = 520$ kHz
$C_s = 420$ pF $\quad f_1 = 567$ kHz
$C'_p = 55$ pF $\quad f_3 = 1510$ kHz
$C_v = 10-490$ pF $\quad f_{max} = 1625$ kHz

și s-a efectuat acordul perfect.

Introducînd apoi în diverse poziții ale condensatorului variabil, în paralel, o capacitate cunoscută, s-a stabilit coeficientul lui $\frac{\Delta C_v}{C_v}$ din relația (17), relație ce trebuie verificată.

În continuare făcînd $\left(\frac{\Delta C_v}{C_v}\right)_{f=f_1} = 4\%$, s-a refăcut acordul și s-a măsurat abaterea de frecvență la capătul gamei, verificîndu-se astfel coeficientul lui $\left(\frac{\Delta C_v}{C_v}\right)_{f=f_1}$.

În mod similar s-a introdus în derivație cu padingul o capacitate $\Delta C_s$ astfel ca să se realizeze $\frac{\Delta C_s}{C_s} = 2\%$ și s-a verificat și coeficientul lui $\frac{\Delta C_s}{C_s}$.

$$\sigma_f = \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{p_1-p}{pp_1}\right)^2\sigma_{C_s}^2 + \frac{\Delta C'^2_{p.par.}}{C_s^2}\,\frac{(p_1-p)^2(1-pp_1)}{p^2p_1^2} + \left[\frac{C_v^2}{C_s^2}\,\frac{(p-1)^4}{p^2} + \frac{C_{vf=f_1}^2}{C_s^2}\,\frac{(p_1-1)^2}{p^2}\right]\sigma_{C_v}^2} \qquad (27)$$

Nu este justificată folosirea acordului într-un punct, deoarece pentru acoperirea gamei impuse este necesară existența în montaj cel puțin a unui alt condensator, decît condensatorul variabil, condensator ce per-

Rezultatul obținut pentru capătul inferior al gamei este :

$$\sigma_{f_{f=f\cdot min}} \simeq \frac{1}{2}\sqrt{\left(0{,}04\,\frac{\Delta C_s}{C_s}\right)^2 + (0{,}4^2 + 0{,}03^2 + 0{,}4^2)\left(\frac{\Delta C_v}{C_v}\right)^2}$$

care cu valorile arătate concordă cu cele rezultate din relaţia (17), adică :

$$\sigma_{f_{f=f\cdot min.}} = \frac{1}{2}\sqrt{\left(0{,}034\,\frac{\Delta C_s}{C_s}\right)^2 + (0{,}382^2 + 0{,}0228^2 + 0{,}426^2)\left(\frac{\Delta C_v}{C_v}\right)^2}$$

## Concluzii

Deoarece erorile elementelor de circuit influenţează atît eroarea de etalonare a scării cît şi eroarea de aliniere, (abaterea fiind faţă de aceeaşi curbă de variaţie teoretică a frecvenţei oscilatorului local trasată în ipoteza elementelor cu eroare nulă) formulele obţinute sînt aplicabile pentru ambele erori (de etalonare şi aliniere). Deosebirea constă în modul de calcul al erorii de etalonare a scării şi a abaterii capetelor de gamă, care sînt determinate de eroarea capacităţii secţiunii oscilatorului local faţă de valoarea sa teoretică şi de modul de calcul al erorii suplimentare de aliniere în care abaterea „$\Delta C_v$" se determină din diferenţa capacităţilor secţiunilor condensatorului variabil utilizate în circuitul oscilator şi în circuitul de intrare, la o aceeaşi deschidere a lor.

De asemenea şi formulele de calcul a plajei de reglaj, necesare condensatorului ajustabil şi inductanţei, sînt utilizabile atît pentru circuitele oscilatorului local, cît şi pentru circuitele de intrare.

Relaţiile stabilite în prezenta lucrare pot fi folosite, fie impunînd toleranţele elementelor şi determinîndu-se eroarea maxim probabilă de etalonare, respectiv de aliniere, fie impunîndu-se acestea şi determinînd abaterile maxim admisibile ale elementelor din circuit.

Pentru aceasta se determină eroarea de etalonare maximă probabilă din domeniul de lucru al oscilatorului local prin determinarea frecvenţei de anulare a derivatei expresiei erorii se obţine astfel una din ecuaţiile necesare pentru proiectare.

Alte două condiţii de proiectare se obţin din adunarea abaterii de frecvenţă datorată diferenţelor dintre secţiunea condensatorului variabil folosită în circuitul de intrare şi cea folosită în circuitul oscilator eroarea de aliniere şi impunînd acesteia o anumită lege de variaţie.

De obicei, datorită calculelor complicate, se preferă ca aceste ultime două condiţii să fie puse astfel ca eroarea suplimentară de aliniere să fie mică (0,1—0,3) în raport cu eroarea de aliniere dacă elementele din circuit sînt egale cu cele rezultate în proiectare [4, 5]. Acestea fac posibilă determinarea atît a erorii admisibile de aliniere a secţiunilor condensatorului variabil între ele şi secţiunii folosite la oscilatorul local faţă de curba etalon, cît şi a toleranţei admisibile a padingului.

## BIBLIOGRAFIE


[1] CĂTUNEANU, V. — *Problema toleranţelor şi erorilor de producţie în teoria siguranţei de funcţionare*, Telecomunicaţii, nr. 3, mai-iunie, 1963.

[2] CĂTUNEANU, V. — *Bazele teoretice ale siguranţei de funcţionare a aparaturii radioelectronice*, Telecomunicaţii, nr. 7 şi 8, octombrie şi noiembrie, 1964.

[3] SPĂTARU, Al. — *Emiţători*. Litografia Minist. Învăţămîntului, Bucureşti, 1957.

[4] COSTINER, ED. — *Proiectarea circuitelor de radiofrecvenţă ale radioreceptoarelor*, Telecomunicaţii, nr. 1, ianuarie, 1965.

[5] TUSCHER, V. şi LANST, B. — *Presny a rychly vypočet tribodoveho soubĕhu superhetu*, Slaboproudy Obzor nr. 12, decembrie, 1958.

[6] COSTINER, ED. — *Studiul influenţei abaterilor elementelor circuitelor acordate asupra abaterii frecvenţei proprii de rezonanţă*, Comunicare la sesiunea tehnico-ştiinţifică a Uz. Electronica, 12—13 decembrie, Bucureşti, 1962.

Ing. ION ONCESCU

# Alimentarea fără întrerupere cu energie electrică a echipamentelor de telecomunicații

Pentru asigurarea funcționării fără întrerupere a echipamentului de telecomunicații se utilizează o instalație de electroalimentare complexă formată din :

— Racord electric la rețeaua energetică națională ;
— Grup electrogen ca sursă de rezervă ;
— Dublă baterie de acumulatoare staționare ;
— Instalații de redresarea curentului electric ;
— Tablou de forță.

Alegerea instalației de electroalimentare se face în funcție de specificul unității de telecomunicații (centrale telefonice și telegrafice automate, stații telefonice și telegrafice de frecvență, stații de radiorelee, stații de televiziune).

Intrarea sursei de rezervă (grup electrogen) în funcțiune la căderea rețelei electrice locale într-un interval de timp mai scurt sau mai lung este impusă de echipamentul de telecomunicații pe care-l deservește. În cazul centralelor telefonice automate, grupul electrogen poate fi pus în funcțiune și după trei ore de la căderea rețelei electrice locale, întrucît alimentarea cu energie electrică a centralei telefonice se face în curent continuu de la bateria de acumulatoare. În cazul stațiilor telefonice și telegrafice de frecvență a căror alimentare cu energie electrică se face în curent alternativ, sursa de rezervă trebuie să intre în funcțiune într-un timp mai scurt de 8 ms, pentru a nu denatura caracterul transmisiei telegrafice. Impulsul elementar în telegrafie are durata de 20 ms iar capacitatea de corecție a aparatajului nu poate depăși 40% din durata impulsului elementar. În cazul stațiilor de radiorelee și televiziune a căror alimentare cu energie se face în curent alternativ, sursa de rezervă trebuie să intre în funcțiune într-un timp de ordinul 12—20 ms, pentru ca imaginea transmisă să nu fie perturbată. În cazul în care se fac și transmisii telegrafice, sursa de rezervă trebuie să intre în funcțiune într-un timp mai scurt de 8 ms.

Majoritatea grupurilor electrogene utilizate pînă în prezent în stațiile de telecomunicații au numai comandă manuală și necesită pentru pornire-oprire și supraveghere un mecanic de serviciu. De asemenea trecerea alimentării echipamentului de telecomunicații de pe rețeaua electrică pe sursa de rezervă (grup electrogen) durează între 3—10 min lucru necorespunzător necesităților de alimentare cu energie a echipamentului de telecomunicații. În plus în ultima vreme au apărut în rețea echipamente de frecvență și radiorelee ce nu necesită o supraveghere continuă, fapt ce impune o modernizare a grupurilor electrogene.

Nivelul actual al dezvoltării tehnicii a permis să se realizeze grupuri electrogene cu motoare diesel și alternatoare cu comandă automată care asigură funcționarea grupului electrogen fără a mai fi supravegheat.

În prezent în alte țări se produc grupuri electrogene acționate de motoare diesel cu o putere pînă la 300 kVA. Sistemele de automatizare a grupurilor electrogene diferă de la o fabricație la alta numai prin tipurile și puterile diferitelor aparate și piese.

Automatizarea grupurilor electrogene diesel permite micșorarea necesarului de personal în exploatare, mărește siguranța în funcționare a acestor instalații și durata de serviciu a grupurilor electrogene, datorită menținerii regimurilor celor mai optime de lucru ale grupurilor electrogene, în concluzie urmărește obținerea maximului de efect tehnico-economic.

Sistemul de automatizare realizează :

*a)* Alimentarea normală a echipamentului stațiilor de telecomunicații de la rețeaua electrică locală;

b) În cazul întreruperii tensiunii sau creșterii și scăderii tensiunii cu mai mult de 20% în rețeaua electrică locală, pornirea grupului electrogen și comutarea alimentării echipamentului de pe rețea pe grup cu o întrerupere de 15—20 s ;

c) În cazul revenirii tensiunii în rețea, comutarea sarcinii de pe grup pe rețea cu o întrerupere de ordinul fracțiunilor de secundă și oprirea grupului electrogen după un interval de 1—3 min pentru a evita repetarea pornirii în cazul pendulării repetate de tensiune în sistem ;

*d)* Prevenirea defecțiunilor grupului electrogen în următoarele cazuri :

— supraîncălzirea uleiului în spațiul de ungere peste temperatura indicată de fabrica constructoare ;
— supraîncălzirea apei de răcire a motorului peste temperatura indicată de fabrica constructoare ;
— scăderea nivelului apei în radiatorul motorului ;
— scăderea presiunii uleiului din circuitul de ungere sub cifra indicată de fabrica constructoare (1,5 at) :
— supraîncărcarea generatorului din cauza depășirii sarcinii nominale sau scurtcircuitului în instalație ;
— ambalarea motorului (creșterea turației peste turația nominală indicată de fabrica constructoare).

La apariția uneia din defecțiunile arătate la punctul „d" instalația de semnalizare intră în funcțiune, grupul electrogen se oprește, sirena sună și lampa de semnalizare care indică deranjamentul se menține pînă la venirea în sală a personalului ca să ridice deranjamentul.

*e)* Menținerea tensiunii stabilizate produsă de generatorul grupului electrogen în limitele de ± 2%

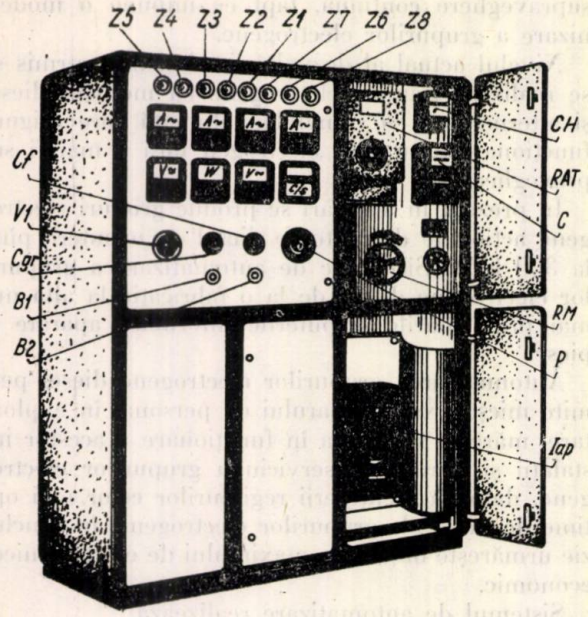



Fig. 1. *Vedere tablou electric automatizare grup electrogen* :

*VI* – comutator funcţionare. *Cgr.* – Comutator generator-reţea ; *Cf* – Comutator de măsurare a curentului pe cele 3 faze *O-XY-YX-ZX* ; *Bl* – Buton de control durata deranjamentului ; *B* – Buton de oprire a sirenei ; *P* – Priza curent ; *Iap* – Automat de protecţie a generatorului ; *C* – Contor electric ; *RAT* – Regulator automat de tensiune ; *CH* – Contor orar ; *RM* – Regulator manual de tensiune ; *Zl* – Lampă care indică conectarea automată ; *Z2* – Lampă care indică temperatura normală a apei ; *Z3* – Lampă care indică temperatura normală a uleiului ; *Z4* – Lampă care indică presiunea normală a uleiului ; *Z5* – Lampă care indică deranjament ; *Z6* – Lampă care indică protecţia generatorului conectat ; *Z7* – Lampă care indică protecţia reţelei conectate ; *Z8* – Lampă care indică tensiunea în reţea

în caz că sarcina variază de către regulatorul de tensiune automat ;

*f).* Reîncărcarea acumulatorului de alimentare a demarorului şi circuitelor de automatizare ;

*g)* Reîncărcarea buteliei de aer comprimat cu compresorul electric şi menţinerea presiunii în limitele stabilite în cazul motoarelor diesel cu pornire pneumatică :

*h)* Menţinerea permanentă a motorului în stare caldă gata pentru pornire indiferent de temperatura mediului ambiant ;

*i)* Înregistrarea orelor de funcţionare ;

*j)* Înregistrarea kilowaţilor produşi de grupul electrogen în timpul funcţionării ;

*l)* Înlăturarea unei eventuale umidităţi a bobinajului alternatorului prin montarea unor preîncălzitori, care lucrează numai în timpul cît grupul electrogen nu funcţionează.

Afară de funcţiunile enumerate care se fac în mod automat, sistemul permite pornirea şi oprirea grupului electrogen de către personalul de întreţinere cu ajutorul unei chei (buton) de contact.

Personalul de întreţinere vine în camera grupului electrogen (uzină) în următoarele cazuri :

— ca să completeze combustibilul în rezervorul motorului ;

— ca să facă o revizie preventivă şi reparaţii periodice (schimbarea uleiului în carterul motorului, pompei de injecţie, verificarea buloanelor, gresarea grupului electrogen, reglaj sistem injecţie şi altele) ;

— ca să înlăture defecţiunile accidentale.

Repararea defecţiunilor accidentale şi reviziile preventive se fac de către tehnicieni sau mecanici revizori specialişti în această problemă.

Schimbarea uleiului şi completarea combustibilului poate fi făcută de oricine din personalul de întreţinere.

Sistemul de automatizare a grupului electrogen constă din :

— Echipamentul şi dispozitivele de automatizare instalate direct pe grupul electrogen ;

— Tablou electric care realizează automat pornirea-oprirea şi protecţia grupului electrogen;

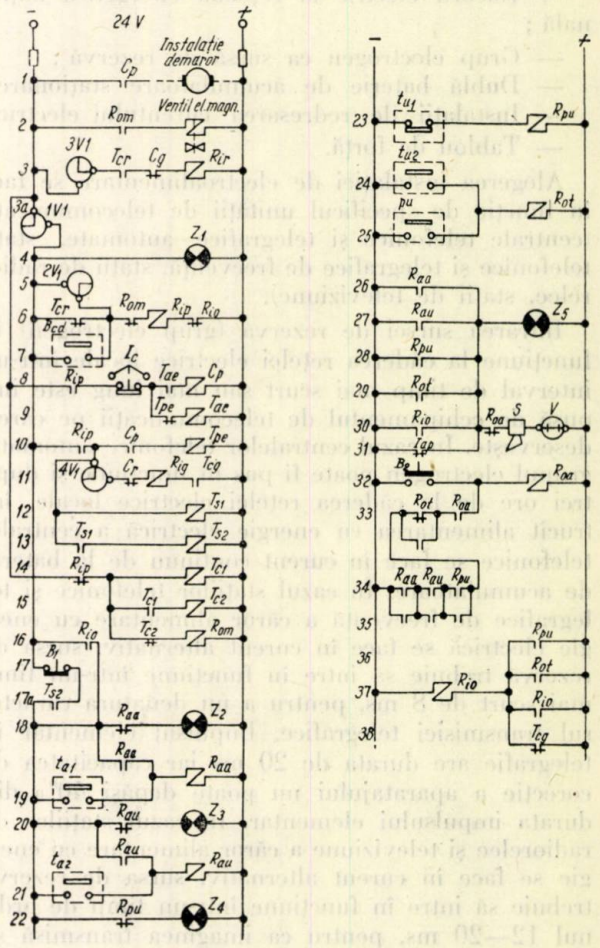



Fig. 2. *Schema desfăşurală a automatizării unui grup electrogen (circuit curent continuu)* :

*Cp* – Contactor pornire ; *Rom* – Releu oprire motor ; *V1* – Comutator funcţionare ; *Tcr* – Releu temporizat cuplare reţea ; *Cg* – Contactor generator ; *Rir* – Releu intermediar reţea ; *Rip* – Releu intermediar de pornire ; *Rio* – Releu intermediar de oprire ; *Bcd* – Buton comandă de la distanţă ; *Ic* – Întrerupător centrifugal ; *Tae* – Releu temporizat acţionare electromotor ; *Toe* – Releu temporizat pînză electromotor ; *Tag* – Releu temporizat cuplare generator ; *Cr* – Contactor reţea ; *Rig* – Releu intermediar generator ; *Ts1* – Releu temporizat semnalizare ; *Ts2* – Releu temporizat semnalizare ; *Tc1* – Releu temporizat deschidere combustibil ; *Tc2* – Releu temporizat închidere combustibil ; *B1* – Buton. *B2* – Buton ; *Raa* – Releu alarmă apă ; *ta1* – Termometru manometric temperatură apă ; *ta2* – Termometru manometric temperatură apă ; *Rau* – releu alarmă ulei ; *Rpu* – Releu presiune ulei ; *Z1* – Lampă semnalizare conectare automată ; *Z2* – Lampă semnalizare temperatura normală a apei ; *Z3* – Lampă semnalizare temperatura normală a uleiului ; *Z4* – Lampă semnalizare presiune normală a uleiului ; *Z5* – Lampă semnalizare deranjament ; *tul* – termometru manometric temperatura ulei ; *tu2* – Termometru manometric temperatură ulei ; *pu* – Dispozitiv presiune ulei ; *Rot* – Releu oprire temperatură ; *Iap* – Întrerupător automat de protecţie ; *Roa* – Releu oprire alarmă ; *S* – Sirenă.

— Panoul cu termometre manometrice cu contacte electrice.

Din echipamentul și dispozitivele de automatizare instalate direct pe grupul electrogen fac parte electromotorul de pornire (demarorul), bateria auto de 24 V—150 A, dispozitivul de avertizare în cazul scăderii nivelului apei din radiator, dispozitivul electromecanic de măsurat presiunea uleiului, dispozitivul electromagnetic de închis și deschis combustibilul, dispozitivul de menținere a motorului sub stare caldă gata de pornire, preîncălzitorul electric pentru înlăturarea umidității din bobinajul alternatorului, dispozitivul de supraturație, regleta cu conexiunile cablajului dintre baterie, demaror, excitatrice, generator, tabloul electric automat și panoul cu termometre manometrice cu contacte electrice.

Din tabloul electric care realizează automat pornirea-oprirea și protecția grupului electrogen fac parte voltmetru și ampermetru de curent continuu pentru măsurarea tensiunii și curentului de încărcare-descărcare din bateria auto, voltmetru și trei ampermetre de curent alternativ pentru a măsura tensiunea și curentul pe fiecare fază, un watmetru, un frecventmetru, un contor electric, un contor orar, un regulator automat de tensiune și unul manual, un automat protecție generator, trei autotransformatoare cu protecție termică montate pe fiecare fază a generatorului grupului electrogen, un întrerupător în aer trifazat montat pe rețea de 60 A—500 V, un întrerupător în aer trifazat pe grup de 60 A—500 V, un redresor de 24 V—12 A pentru încărcat bateria auto, trei comutatoare manuale cu mai multe poziții, diverse tipuri de relee de curent continuu și curent alternativ termice, temporizate voltmetrice etc. pentru a executa toată gama de comenzi arătată mai sus.

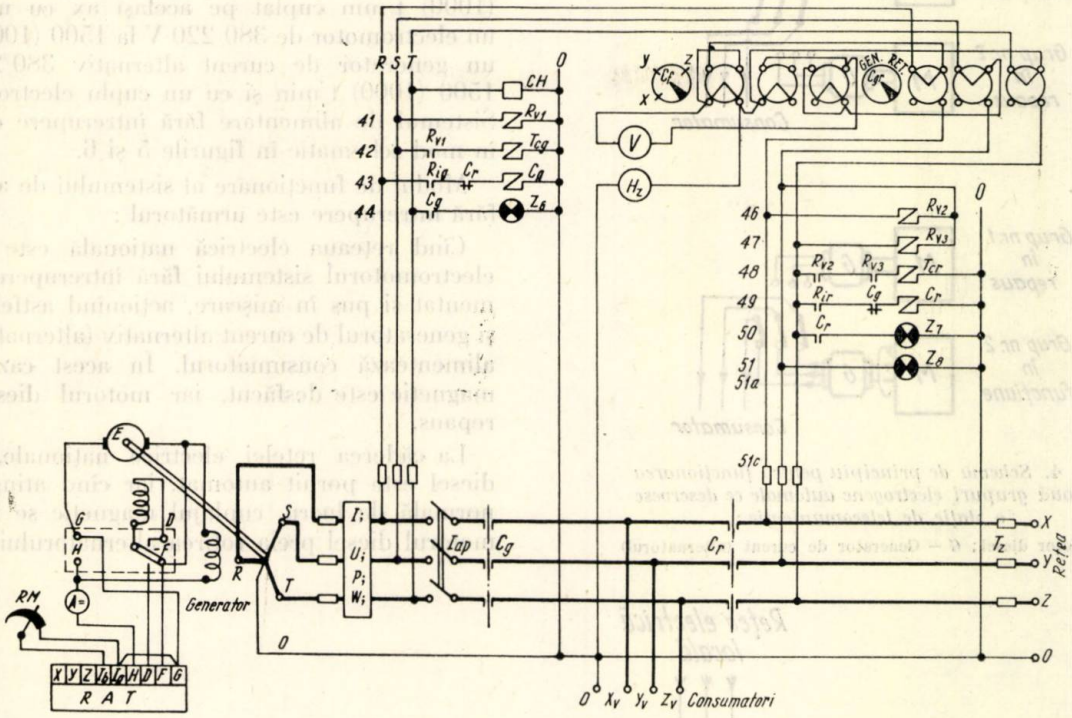



Fig. 3. *Schema desfășurată a automatizării unui grup electrogen (Circuitul de curent alternativ)*:

*E* — excitația; *A* — ampermetru; *RM* — Regulator manual de tensiune; *CH* — contor orar; *RV1* — Releu voltmetric generator; *Tcg* — Releu temporizat cuplare generator; *Rig* — Releu intermediar generator; *Cr* — Contactor rețea; *Cg* — Contactor grup; *Iap* — Întrerupător automat de protecție; *V* — Voltmetru; *Hz* — Frecvențmetru; *Cf* — Comutator de măsurare a curentului; *Cgr* — Comutator generator rețea; *Rv2* — Releu voltmetric rețea; *Rv3* — Releu voltmetric rețea; *Tcr* — Releu temporizat cuplare rețea; *Zs* — Lampă semnalizare protecție generator conectat; *Z7* — Lampă semnalizare rețea conectată; *Za* — Lampă semnalizare tensiune rețea; *TZ* — Siguranțe.

Din panoul de termometre manometrice și cu contacte electrice fac parte: un termometru manometric cu contacte electrice pentru supravegheat temperatura apei și un termometru manometric cu contactele electrice pentru măsurat temperatura uleiului.

Exteriorul unui tablou electric care realizează pornirea oprirea și protecția automată a grupului electrogen este arătat în figura 1. Schema de principiu a funcționării automate a grupului electrogen este redată în figura 2 și 3.

Stațiile de telecomunicații care nu sînt racordate la sistemul energetic național au asigurată alimentarea cu energie electrică de la sursa proprie (centrală electrică diesel). În centrala electrică proprie se obișnuiește să se monteze două grupuri electrogene acționate de motoare diesel. Un grup electrogen stă în repaus în timp ce celălalt funcționează. Schimbarea funcționării de pe un grup electrogen pe altul se face manual de personalul de întreținere la un interval de 3—4 săptămîni așa cum se arată în figura 4. Dacă se defectează în timpul funcționării schimbarea funcționării de pe un grup electrogen pe celălalt se face în mod au-

tomat numai în cazul grupurilor electrogene automate, iar întreruperea în alimentarea cu energie a echipamentului de telecomunicaţii din staţie va fi de 15—20 s.

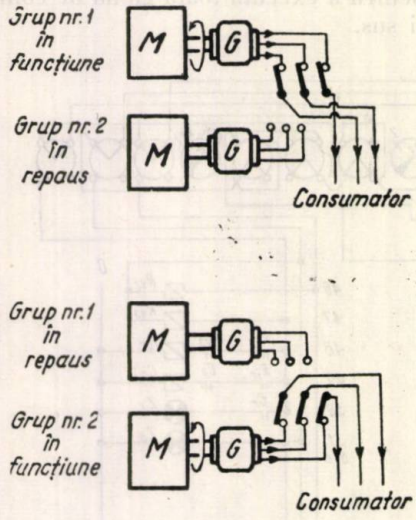



Fig. 4. *Schema de principiu pentru funcţionarea a două grupuri electrogene automate ce deservesc o staţie de telecomunicaţie :*
*M* — Motor diesel; *G* — Generator de curent (alternatorul)

În cazul grupurilor electrogene cu pornire manuală trecerea de pe unul pe altul se asigură de personalul de întreţinere.

Alt sistem de alimentare cu energie a staţiilor de telecomunicaţii şi în special a radioreleelor este sistemul de alimentare „fără întrerupere".

El este format dintr-un motor diesel de 1500 (1000) t/min cuplat pe acelaşi ax cu un volant, un electromotor de 380/220 V la 1500 (1000) t/min; un generator de curent alternativ 380/220 V la 1500 (1000) t/min şi cu un cuplu electromagnetic. Sistemul de alimentare fără întrerupere este redat în mod schematic în figurile 5 şi 6.

Modul de funcţionare al sistemului de alimentare fără întrerupere este următorul :

Cînd reţeaua electrică naţională este normală, electromotorul sistemului fără întrerupere este alimentat şi pus în mişcare, acţionînd astfel volantul şi generatorul de curent alternativ (alternatorul) care alimentează consumatorul. În acest caz cuplajul magnetic este desfăcut, iar motorul diesel este în repaus.

La căderea reţelei electrice naţionale, motorul diesel este pornit automat, iar cînd atinge turaţia normală de lucru, cuplajul magnetic se închide şi motorul diesel preia rotirea alternatorului.

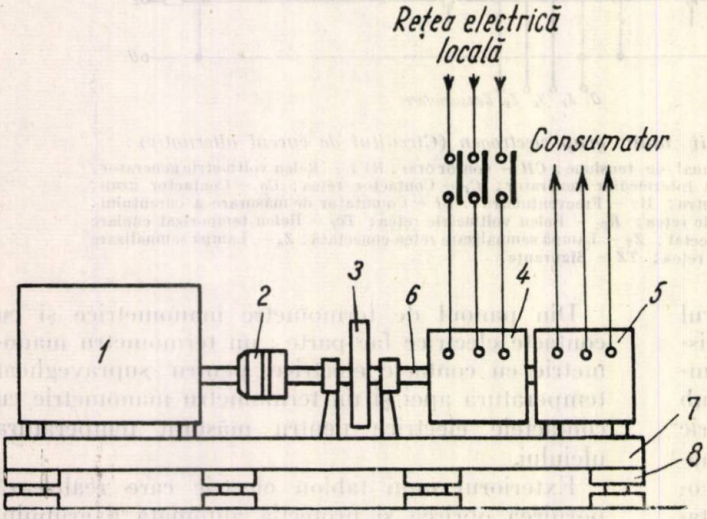



Fig. 5. *Sistemul de alimentare continuă (fără întrerupere) :*
*1* — Motor diesel; *2* — Cuplaj electromagnetic; *3* — Volant de oţel; *4* — Electromotor de 380/220 V 1500 t/min; *5* — Generator de curent (alternator) 380/220 V; 50 Hz; 1500 t/min; *6* — Ax; *7* — Cadru metalic; *8* — Amortizoarele

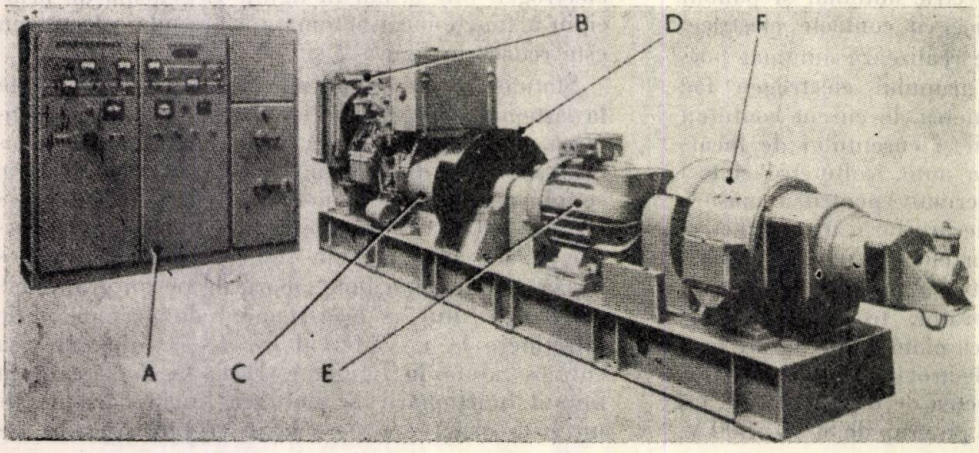



Fig. 6. *Sistemul de alimentare continuă*
*A* — Tablou electric automat; *B* — Motor diesel; *C* — Cuplaj electro-magnetic; *D* — Volant de oţel; *E* — Electromotor; *F* — Alternator

În acest timp, alimentarea cu curent a consumatorului este menținută fără întrerupere, deoarece alternatorul este acționat de către energia înmagazinată în volantul de oțel. La revenirea rețelei electrice, electromotorul este repus în funcțiune și preia

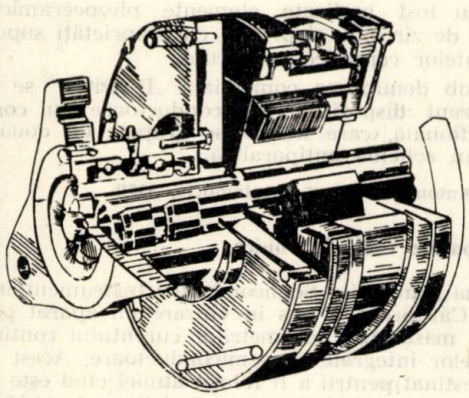


Fig. 7. *Cuplaj electromagnetic*

el învîrtirea alternatorului, cuplangul magnetic este desfăcut și motorul diesel se oprește. Pe tot timpul funcționării alternatorului, tensiunea este menținută în limitele de ± 1% cu ajutorul unui regulator de tensiune automat. În toate cazurile căderea maximă de frecvență în timpul schimbării acționării de pe electromotor pe motor diesel și invers este de 5 perioade/sec. În cazul defectării sistemului de alimentare fără întrerupere, alimentarea consumatorului este trecută direct de la rețea în mod automat printr-un stabilizator de tensiune. În acest fel cu toate că tensiunea din rețeaua electrică națională nu e stabilă și variază pe o plajă de ± 15%, tensiunea livrată consumatorului va varia numai pe o plajă de ± 1%.

La stațiile de radiorelee neracordate la sistemul energetic național, alimentarea lor se poate face de la uzina proprie unde se va monta un sistem de alimentare fără întrerupere și un grup electrogen automat.

În acest caz sistemul de alimentare fără întrerupere este compus din două motoare diesel, două cuple electromagnetice, un generator de curent alternativ, un volant de oțel, un dulap automat.

După cum observăm dispare din ansamblu respectiv electromotorul de 380/220 V și 1500 t/min,

Partea cea mai dificilă de care trebuie ținut cont la construcția unui sistem de alimentare fără întrerupere este volantul de oțel și cupla electromagnetică care este arătată în figura 7.

BIBLIOGRAFIE


[1] — ABRIKOSOV, S. V. și ALEKSEEV A. P. — *Agregate electrice cu benzină și diesel*, Moscova, 1960

[2] — LIUBSKII, G. S. — *Instalații de automatizare a grupurilor electrogene diesel*, Moscova, 1960.

[3] — RAMSAY, J. — *Surse de alimentare pentru centrale automate*, Londra, 1960.


# *O nouă publicație*

*În Anglia va apare în curînd o nouă publicație periodică lunară, cu caracter internațional, intitulată „Electronics Letters". Cea mai mare parte a conținutului va consta din comunicări scurte redînd cele mai noi lucrări originale de cercetare și de realizări în domeniul electronicii și în domeniile înrudite. Caracteristica specială a publicației „Electronics Letters" va fi rapiditatea de apariție a materialului. Redacția își propune ca articolele scrise în limba engleză să apară în două pînă la șase săptămîni de la primirea materialului, afară de cazul cînd ar exista dificultăți de a se stabili dacă lucrarea este corespunzătoare pentru a fi publicată. Se preferă ca materialele trimise spre publicare să fie scrise în limba engleză dar se vor primi și materiale scrise în limbile rusă, germană, franceză sau italiană.*

*Se vor publica articole din domeniul electronicii, al radiotehnicii sau al automaticii. Materialul va conține cel mult 1 200 cuvinte și două figuri.*

*Adresa redacției publicației este: „Electronics Letters" The Institution of Electrical Engineers, Savoy Place. London CW2.*

### Tranzistorul anular

O perfecționare a tranzistoarelor planare cu siliciu a fost introducerea recentă a tehnologiei tranzistoarelor anulare. Tranzistoarele p-n-p cu siliciu au prezentat la tensiuni de ordinul 20 V, curenți reziduali destul de importanți și de instabili datorită fenomenului „formării de canale". Acest fenomen este o urmare a faptului că pe măsura creșterii concentrației de purtători majoritari (lacune), rezistența ohmică scade și tensiunea de străpungere a stratului de blocare scade de asemenea. Dacă electronii liberi se aglomerează într-un punct și dau local un caracter n semiconductorului, se produce o prelungire (canal) a bazei pînă la marginea plăcii semiconductoare și joncțiunea p-n, bază-colector, apare neprotejată la suprafață. Înconjurînd tranzistorul cu un inel cu o concentrație majoritară puternică difuzată în material, „canalul" este întrerupt și curenții de blocaj rămîn normali. Inelul de purtători majoritari nu influențează proprietățile electrice ale tranzistorului, nefiind în drumul curentului de colector. Tehnologia anulară permite azi construirea de tranzistoare p-n-p cu siliciu cu suprafață oxidată pentru tensiuni de blocare pînă la 175 V și rezistențe de blocare de 1 000 MΩ. Costul lui nu este mai ridicat decît al tranzistorului planar obișnuit și procedeul epitaxial de realizare efectivă se poate aplica și la acest tip.

(Din „Radioschau", ianuarie, 1965)

### Noi materiale plastice bune conducătoare de electricitate

Peste hotare s-a realizat o nouă familie de materiale plastice cu o conductivitate de $10^{-8}$ Mho. Această valoare se situează între conductivitatea metalelor și aceea a izolanților. Pînă în prezent, o conductivitate electrică atît de înaltă a fost realizată la polimeri. Materialele plastice bune conducătoare de electricitate au însă față de polimeri avantajul ușurinței de turnare, extruziune și tăiere. Ele posedă și proprietatea esențială a materialelor polimerizate, adică stabilitatea la temperaturi pînă la 100°C.

Noile materiale pot fi folosite în stare lichidă pentru acoperirea conductivă a materialelor plastice obișnuite sau a altor materiale izolante comune, de exemplu pentru realizarea circuitelor imprimate. În stare de pastă pot fi folosite pentru lipirea conductivă a elementelor de circuite electrice.

Aceste materiale sînt produse prin tratarea polimerilor cu TCNQ (tetracianoquinodimetan) negativ, iar gradul de conductivitate poate fi ajustat prin adaosul de TCNQ neutral.

(Din „Electrical Review", octombrie, 1964).

### Noutăți din electronică

— Au fost realizate calculatoare electronice, care pot efectua cele patru operații aritmetice, și care au dimensiunile unei mașini obișnuite de scris.

— Electronica s-a introdus în măsură mare în industria automobilelor sub formă de radioreceptoare, magnetofoane, pickupuri, telefoane, redresoare de încărcat baterii de acumulatoare, regulatoare, iluminatul automat de parcare, tahometre cu tranzistoare, dispozitive de aprindere și reglare cu tranzistoare etc.

— La tîrgul industrial din Hanovra din anul 1964, a fost expusă o mașină electrică de scris alimentată de la o baterie electrică de buzunar.

— O firmă engleză a realizat o baterie primară cu indiubismut, care are o rezistență interioară foarte mică, o durată mare de serviciu și suportă variații foarte mari de temperatură.

— Radiațiile laserului sînt utilizate cu succes pentru cercetarea materialelor, fiind necesare numai cantități infime din materialul cercetat.

— Au fost realizate elemente piezoceramice din titanat de zirconiu și plumb, cu proprietăți superioare elementelor ceramice cunoscute.

— Sub denumirea comercială „Biswitch" se găsesc în prezent dispozitive semiconductoare cu comandă bidirecțională, care înlocuiesc grupele de două tiristoare în schemă antiparalelă.

(Din „Automatisierung", septembrie, 1964)

### Noi aparate radioelectronice

Firma „Farechild Semiconductor Instrumention", din statul California, a pus în vînzare un aparat portativ pentru măsurarea parametrilor curentului continuu al circuitelor integrale cu semiconductoare. Acest aparat este destinat pentru a fi folosit atunci cînd este nevoie să măsoare cu exactitate parametrii unui număr limitat de elemente. El înlocuiește o garnitură de aparate compusă din sursă de alimentare, voltampermetru, sisteme de cuplaj și dispozitive indicatoare. Aparatul cîntărește 98 pfunzi și are dimensiunile de $13\times23\times25$ țoli. Cu ajutorul acestui aparat se poate măsura fiecare parametru în parte. Precizia mare poate fi obținută prin folosirea voltmetrului cu cifre. Pentru măsurători care nu necesită o mare precizie poate fi folosit numai osciloscopul.

Firma „Tractor", din Texas, a construit un aparat pentru măsurarea diferenței frecvențelor instantanee. Pe panoul din față a acestui aparat este instalat un dispozitiv de citire preliminară. Citirea exactă a diferenței de frecvență se face după figurile Lissajous pe ecranul osciloscopului (cu precizie de $10^6$, $10^7$, $10^8$, $10^9$, $10^{10}$; cu ajutorul elementului de reglare a acordului, poate fi măsurată diferența frecvențelor cu o precizie de $10^{11}$). Pe panoul din spate al aparatului se află ieșirea pentru înregistrator. Frecvențele comparabile pot fi egale cu 100 kHz, 1 MHz, 2,5 MHz, 5 MHz.

Firma „Dytronics", din statul Ohio, a construit un aparat care poate fi folosit ca filtru al frecvențelor joase și frecvențelor înalte, filtru trece-bandă sau filtrul oprește-bandă. Acest aparat se compune din două garnituri separate de elemente de filtru. Frecvența de tăiere a fiecărei secții de filtru se reglează în limitele de 1—100 000 Hz. În varianta filtrului frecvențelor joase, caracteristica de frecvență ajunge la zero. Aparatul poate fi folosit pentru anihilarea zgomotelor nedorite în sistemele telemetrice sau de telecomunicații, precum și pentru măsurătorile de laborator care necesită modificarea trecerii de bandă în variante diferite.

(Din „Electronics", noiembrie, 1964).

### Maser cu hidrogen

Cel mai stabil oscilator care a fost vreodată realizat este maser-ul cu hidrogen, modelul H 10. Instrumentul este destinat a fi folosit în primul rînd în laboratoare, și permite măsurarea frecvenței și a timpului cu o precizie necunoscută pînă în prezent. Precizia de măsurare este în medie de $5\times10^{-13}$. Compararea a două masere cu hidrogen de-a lungul unui an nu a înregistrat diferențe.

În maser-ul cu hidrogen, atomii de hidrogen se separă printr-o descărcare electrică și formează o rază. Această rază este condusă de un magnet permanent cu 6 poli, care selectează atomii cu energie ridicată în timp ce atomii cu energie redusă sînt deviați din rază. Raza astfel selectată intră într-o sferă de acu-

mulare în care, la intervalul unei secunde, fiecare atom excită cîmpul de microunde al sferei. Acest procedeu este tipic și totodată unic pentru maserul cu hidrogen și duce la o rezonanță foarte ascuțită și implicit, la o stabilizare foarte ridicată.

(Din „Industriekurier", octombrie, 1964)

**Telefonie automată între S.U.A. și R.F.G.**

Prin transmisiile experimentale ce s-au făcut cu ajutorul sateliților de telecomunicații „Relay I", „Relay II" și „Telstar II" între S.U.A. și R.F.G. prin stația de comunicații Raisting din Bavaria au fost create toate premizele pentru a începe în anul 1965, telefonia automată prin selecție între S.U.A. și R.F.G.

La începutul lunii aprilie va fi lansat satelitul artificial al pămîntului „Early Bird", cu ajutorul căruia va fi posibilă menținerea a 240 canale telefonice transoceanice simultane.

Pînă în toamna anului 1965 se speră să se acumuleze suficiente date pentru a decide asupra sistemului ce va trebui adoptat în vederea satisfacerii numărului de căi telefonice între cele două continente. Alegerea se va face între un satelit sincron, un lanț deplasabil de mai mulți sateliți sau un nou cablu transoceanic.

(Din „Industriekurier", decembrie, 1964)

**Reducerea defectelor din cablurile telefonice prin introducerea de aer comprimat**

Inamicul principal al rețelelor de cabluri telefonice este pătrunderea apei prin porii și fisurile mantalei. Aceste defecte cauzate de percolare au putut fi reduse în Anglia prin umplerea cablurilor telefonice cu aer comprimat uscat. S-a stabilit că este suficientă o suprapresiune de 0,07 kgf/cm² pentru a împiedica pătrunderea apei prin pori sau fisuri, chiar dacă cablul se află scufundat circa 0,75 m sub apă.

În anul de funcționare terminat la 31 martie 1964, numărul de defecte din rețeaua telefonică subterană engleză s-a redus astfel pe 100 mile de la 7,48 la 0,87 pe liniile principale și de la 11,84 la 1,43 pe derivații.

Administrația poștală britanică aplică două metode de presurizare a cablurilor. O primă metodă constă în pomparea continuă a aerului comprimat în cabluri, pentru înlocuirea scăpărilor. A doua metodă „statică" se aplică la liniile lungi de cabluri. Se repară întîi toate defectele detectate, după care cablurile sînt umplute cu aer comprimat la 1,63 kgf/m² și etanșate. În caz de ivirea unei scăpări, se procedează la restabilirea presiunii.

(Din „Electrical Review", octombrie, 1964)

**Poșta engleză experimentează sistemele telefonice P C M**

Poșta Britanică studiază o metodă pentru creșterea numărului de căi telefonice de interconexiune între centralele din același oraș fără a instala noi cabluri urbane. În acest scop se folosește sistemul de modulare a impulsurilor în cod, a cărui tehnică a devenit economică abia recent prin crearea tranzistoarelor ieftine. Echipamentul construit de Standard Telecommunications a fost încercat pe un cablu dintre două orașe vecine în Anglia și între două centrale din Madrid. Acest sistem „urban" realizează 23 căi telefonice pe un circuit de 4 fire în cablu pentru distanța de 16—40 km, așa încît crește capacitatea cablurilor de circa 10 ori. Cadența impulsurilor este 1,75 milioane pe secundă. La fiecare circa 2 km de-a lungul cablului sînt intercalate repetoare tranzistorizate capsulate în cutii metalice dispuse în camerele de tragere. Repetoarele sînt telealimentate. Este esențial faptul că noul sistem poate folosi rețeaua de cabluri urbane a oricărui oraș mare fără construcții suplimentare.

(Din „Industrial Electronics", februarie, 1965)

**Radioemițător alimentat cu căldura corpului**

Un grup de cercetători ai societății americane „Corporation of America" a elaborat un emițător de radio alimentat de căldura corpului omenesc.

Greutatea emițătorului este de 280 g și el se alimentează cu căldura ce o colectează de la purtătorul emițătorului. Aparatul se ține între braț și corp. Antena emițătorului constă din cîteva fire de liță și cîntărește 28 g.

Acest emițător fiind destinat în primul rînd naufragiaților, emite pe cîteva frecvențe simultan. Cu toate că pe minute nu se pot emite de cît 3 unități de informații, folosirea unui cod corespunzător ar permite transmiterea unui număr apreciabil de date. Pentru recepționarea acestor emisiuni este necesar un receptor special a cărui greutate este de 18 kg.

(Din „Industriekurier", noiembrie, 1964)

**Funcționarea tubului cinescop scos din receptorul de televiziune**

Depanarea receptoarelor de televiziune, mai cu seamă atunci cînd este efectuată de începători, prezintă dificultăți mari, datorită printre altele grelei accesibilități a unora dintre piesele componente. Atît identificarea schemei cît și folosirea diferitelor instrumente de măsurat, ar fi mult mai rapidă dacă depanarea s-ar desfășura cu tubul cinescop scos. Neputîndu-se însă renunța la urmărirea pe ecran a efectului defecțiunii și respectiv a înlăturării ei, la un colegiu din Anglia a fost imaginat, în folosul studenților, un sistem care permite funcționarea tubului cinescop la o oarecare distanță de receptor, pe un pupitru special. Dacă bobinele de deviație și electrozii tubului pot fi legați prin conductori mai lungi la receptor, o astfel de soluție pentru catodul tubului este inacceptabilă din punctul de vedere al definiției imaginii, fapt pentru care s-a recurs la o schemă cu repetor catodic de alb pentru conectarea tubului. Utilizarea pentodelor în această schemă permite folosirea unui conductor multifilar mai lung decît în cazul triodelor, și anume de 4,5 m. S-a constatat experimental avantajul utilizării unui cablu separat pentru bobinele de deviație și pentru circuitul de înaltă tensiune, și a altui cablu pentru celelalte conexiuni ale tubului, însă în nici un caz un conductor separat pentru catod.

În 9 luni de exploatare a sistemului, el s-a dovedit foarte util, nu au survenit defecțiuni și au fost necesare doar reglări minime de liniaritate pentru compensarea capacităților parazitare ale conductorilor de legătură.

(Din „Wireless World", septembrie, 1964).

**Sateliții artificiali**

În ultimii ani s-au lansat un număr extrem de mare de sateliți artificiali, dintre care însă cei mai interesanți prin aplicațiile practice sînt sateliții Telstar și Syncom, care au început acțiunea de folosire a mijloacelor cosmice pentru transmisiuni de informații de telecomunicații. Dintre ceilalți sateliți cu scop științific se menționează exploratorii lunii și satelitul Mariner IV destinat să culeagă informații despre planeta Marte. Primirea datelor științifice de la aceștia pe pămînt ridică noi probleme dificile pentru telecomunicații, de exemplu necesitatea readaptării periodice a canalului de comunicație, prin reducerea cantității de informație pe secundă pe măsura creșterii distanței ; Mariner a început transmisiunile cu 33,3 biți pe secundă și le-a continuat cu 8,3 biți pe secundă, încît pentru transmiterea unei imagini de pe Marte pe Pămînt sînt necesare 8,3 ore. Dacă astăzi

rolul sateliților este aproape numai științific, îmbogățirea tehnicii utilizării lor și mărirea reliabilității instalațiilor lor îi va aduce în domeniul folosirii practice curente.

(Din „Industrial Electronics", februarie, 1965).

**O nouă antenă de radiorelee**

Firma Standard Telephone and Cables a realizat o nouă antenă pentru radiorelee magistrale, cu un preț redus, folosind bine cunoscutul principiu al antenelor Cassegrain, folosite pînă acum în radioastronomie. Prima legătură care va fi echipată cu noile antene va fi o linie Londra—Franța. Se amintește că principiul antenei Cassegrain constă în dubla focalizare cu ajutorul unui reflector convex plasat în fața sursei de unde, încît radiația directă a acesteia nu este transmisă. Efectul de fasciculare este mai puternic și o antenă Cassegrain de circa 4 m diametru echivalează cu o antenă sectorială de 9 m înălțime.

(Din „Industrial Electronics", februarie, 1965).

**Radiolocatorul ATCR-2**

S-a realizat un nou tip de aparat pentru controlul traficului aerian. Acest radiolocator (ATCR-2) a fost realizat în Italia. ATCR-2 se situează nu numai la nivel comparativ pe plan internațional, dar din rezultatele obținute pînă acum rezultă că este printre cele mai bune aparate construite în prezent. Radiolocatorul este cu două canale, ceea ce garantează maximum de continuitate de funcționare, cele două canale putînd fi înlocuite unul cu celălalt în caz de avarie. Această „fidelitate" (astfel este denumită în limbaj tehnic) este esențială la un radiolocator care are sarcina — ca acesta — de a urmări și controla mișcările avioanelor, inclusiv a celor cu viteze supersonice, atît pe rută, cît și la decolare și aterizare. Cele două canale pot fi cuplate, obținîndu-se astfel o mărire cu 37% a zonei de acțiune, ele emițînd unde electromagnetice de 23 cm ; această lungime de undă — după cum s-a stabilit într-un congres ținut recent la Bruxelles — este cea mai indicată pentru a se obține o mare putere și totodată o bună discriminare. Aceasta înseamnă că atît în zona maximă de acțiune — care este de 400 km în lungime și de 8 000 m în altitudine — cît și în zona de acțiune minimă, claritatea imaginilor pe ecran este foarte bună. Alte diferite caracteristici pun acest radiolocator în condiții de a se lucra cu eficiență, chiar în condițiile cele mai defavorabile. Una dintre aceste caracteristici este așa-numita MTI (Mooving Taghet Indicator), care dă operatorului posibilitatea de a face să dispară de pe ecranul radiolocatorului toate semnalele provenind de la obstacole fixe. Prezentarea, care este astfel extrem de scurtă, ușurează mult citirea indicațiilor furnizate de către aparat, reducînd mult oboseala operatorului la discernarea ecourilor. Pe lîngă aceasta, se poate face să apară mai multe sau mai puține formații în același timp, sau numai ploaia. De asemenea, există posibilitatea de a recunoaște prin semne distinctive urmele produse de diferite avioane, în scopul de a ușura recunoașterea și de a permite operatorului să le urmărească cu ușurință deplasările. Există de asemenea posibilitatea de a face să apară fîșia de teren deasupra căreia zboară avionul. Aceasta este util mai ales în zonele terminale, adică în apropierea aeroporturilor, putînd fi reprezentată zona din jurul unui aeroport, inclusiv pistele de aterizare.

(Din „Suppl. Elettrificazione, Electronica industriale", august, 1964).

**Un nou tub triodă**

O firmă americană a realizat un tub triodă cu cavitate oscilantă pentru funcționarea între 1 660 și 1 770 MHz. Tubul este prevăzut cu două rezonatoare acordabile și este indicat în special pentru aplicațiile în care alimentarea se face de la baterie electrică și se impun cerințe speciale cu privire la greutate mică și stabilitate de frecvență (de ex. la radiosonde).

Tubul utilizat ca oscilator cu cuplaj catodic are caracteristicile următoare : tensiune de încălzire 6 V, tensiune anodică (față de grilă) 124 V c.c. tensiune de catod (față de grilă) 6,75 V c.c. valoarea tipică a rezistenței în circuitul grilă 1 500 Ω, curentul catodic 31,5 mA c.c., curentul de grilă 4,5 mA c.c., puterea de la ieșire circa. 575 mW, impedanța conectorului coaxial de ieșire 50 Ω.

Construcția robustă a acestui tub, se datorește structurii care susține pe înteaga periferie a tubului anodul, grila și catodul, ceea ce îi permite să reziste la vibrații de durată, la șocuri și la temperaturi înalte.

Aceste tuburi sînt folosite pe aparate aeropurtate, pe aparate mobile și fixe pentru aplicații de telecomunicații, telemetrie, radiolocație, radiofaruri și radiosonde.

(Din „Automatisme", decembrie, 1964).

# Referate

SZAKACS GYÜRGY, ş.a. **Filtre mecanice,** Hiradastechnika, 15 (1964), nr. 8, iulie, pag. 235—244, 24 fig., 27 ref. bibl.

Noile sisteme de modulaţie (emisia cu bandă laterală unică, modulaţia de frecvenţă pe bandă îngustă) pun condiţii foarte severe filtrelor radioreceptoarelor. În bandă obişnuită de frecvenţă intermediară (450 kHz), filtrele clasice LC nu dau rezultate, datorită pierderilor. Filtrele cu cuarţ au dezavantajul unui volum mare şi cost însemnat. Rezonatoarele mecanice permit realizarea de filtre de volum mic cu factor de calitate bun. Se analizează diverse tipuri constructive de filtre mecanice şi posibilităţile de înlăturare a frecvenţelor parazitare. Se prezintă apoi problema materialelor folosite în construcţia filtrelor mecanice, dîndu-se diagrame ale variaţiei modulului de elasticitate, în funcţie de compoziţie şi temperatură. Se prezintă cîteva filtre mecanice executate în R.P.U., în comparaţie cu tipuri de filtre realizate în alte ţări. Se dau caracteristicile de atenuare, tensiune şi impedanţă pentru un filtru mecanic cu 12 rezonatoare şi se prezintă, ca exemplu de utilizare, două scheme de amplificatoare de frecvenţă intermediară (cu tuburi, respectiv tranzistoare), folosindu-se filtre de bandă mecanice.

COLIN, J. E., ALLEMANDOU, P. **Cazurile limită ale filtrelor simetrice trece-jos şi trece-sus cu comportare Cebîşev, atît în banda de trecere, cît şi în banda atenuată,** Câbles et Transmission, 18 (1964), nr. 3, iulie, pag. 264—268, 14 fig., 9 ref. bibl.

Filtrele trece jos şi trece sus înserate între două rezistenţe egale care au o comportare Cebîşev în banda de trecere şi în banda atenuată, sînt de două categorii. Din prima categorie fac parte filtrele în care dispare o capacitate frontală a filtrului existînd un filtru de acest gen pentru fiecare valoare a ondulaţiei maxime tolerate în banda de trecere şi pentru o anumită dispoziţie a polilor filtrului. O a doua categorie se obţine atunci cînd se modifică componenţa filtrului astfel încît el să prezinte la una din extremităţile sale o structură echivalentă cu cea a unui cristal de cuarţ ; există cîte un filtru de acest gen pentru fiecare valoare a ondulaţiei maxime. Se dau valorile elementelor în cazul general pentru filtre de grad impar pînă la 7. Aceste filtre depind de un parametru N (gradul filtrului), care ia valori discrete, şi de doi parametri — în general $A_{min.}$ şi $A_{max.}$ — care iau valori continue ; dacă N este dat, filtrul are doi parametri de libertate. O valoare particulară a unuia din aceşti parametri permite să se obţină fie unul fie celălalt din cazurile limită ; rămîne încă un parametru de libertate, ceea ce indică existenţa unei infinităţi de structuri corespunzînd acestor cazuri limită.

JEVAKIN, S. A. şi NAUMOV, A. P. **Absorbţia undelor centimetrice şi milimetrice de către vaporii de apă în atmosferă,** Radiotehnika i elektronika, 9, (1964), nr. 8, august, pag. 1327—1337, 4 fig., 44 ref. bibl.

Unul din factorii importanţi care determină calitatea propagării undelor radio din gama frecvenţelor ultraînalte este absorbţia acestora de către diferitele substanţe din atmosferă. Se arată că cea mai mare parte a undelor centimetrice şi milimetrice sînt absorbite de oxigen şi de vaporii de apă. Se trec pe larg în revistă metodele existente pentru determinarea coeficientului de absorbţie şi se analizează principalele cauze care limitează precizia rezultatelor. Pentru determinarea coeficientului de absorbţie datorat numai vaporilor de apă în domeniul lungimilor de undă între 0,7 mm şi 32 cm se propun o serie de condiţii iniţiale şi ipoteze de lucru noi. Se studiază comparativ rezultatele obţinute prin metoda propusă şi rezultatele teoretice şi experimentale obţinute prim metode clasice, apoi se analizează cauzele de erori.

FALK, HOWARD. **Identificarea optică a caracterelor,** Electro-Technol, 74 (1964), nr. 1, iulie, pag. 42—52, şi 200, 31 fig., 7 ref. bibl.

Una din primele metode de identificare a caracterelor (tipografice etc.) este cea care foloseşte şabloane mecanice ale caracterelor. Caracterul este proiectat optic, producînd un mare număr de imagini, care sînt apoi proiectate pe şablonul de comparaţie, care conţine toate caracterele. Identificarea se face cu ajutorul unor celule fotoelectrice. Metoda şabloanelor electrice foloseşte o matrice de celule fotoelectrice, spaţiul din jurul caracterului fiind iluminat, iar caracterul ecranînd lumina care cade asupra celulelor fotoelectrice. În unele sisteme numărul de celule fotoelectrice fiind prea mare, s-a trecut la tuburi videocaptoare (de exemplu vidicoane). Metodele cu explorare se bazează pe modificările care apar cînd contururile unui caracter sînt explorate prin procedee diferite, de exemplu o dată cu un spot luminos bine focalizat şi o dată cu un spot cu lumină difuză, avînd însă acelaşi flux. Folosindu-se caractere speciale, se pot simplifica metodele de explorare, de exemplu explorîndu-se numai cîteva zone verticale, suficiente pentru recunoaşterea caracterului. O altă problemă este localizarea poziţiei caracterelor, acestea putîndu-se afla pe rînduri diferite distanţele dintre rînduri fiind arbitrare. Localizarea rîndurilor se face de obicei tot prin explorare sau prin folosirea unor repere speciale. Se prezintă apoi probleme de terminologie legate de calitatea caracterelor.

ROBERTS, F. F. ş.a. **Studii privind siguranţa de funcţionare a tranzistoarelor cu siliciu, de tip planar.** Post Office Electr. Eng. J, 57 (1964), nr. 2, iulie, pag. 122—128, 5 fig., 1 tabl., 5 ref. bibl.

Aprecierea duratei de serviciu a tranzistoarelor se realizează pe criterii variind în funcţie de tipul de montaj, de durată, de funcţionare şi de elementele de rezervă utilizabile în cazul unei avarii în aplicaţia dată. Probele de îmbătrînire accelerată a tranzistoarelor cu siliciu, studiate, de tip planar, au o limită impusă de comportarea dispozitivelor la temperaturi ridicate. Se analizează domeniul acceptabil de variaţie a temperaturii joncţiunilor corespunzător funcţionării corecte a tranzistoarelor şi de care trebuie ţinut seama în procesul tehnologic de fabricaţie, atît în fazele intermediare de depuneri şi de realizare a contactelor, cît şi în faza finală de încapsulare, atunci cînd se urmăreşte şi o degazare a materialelor cu ajutorul căldurii. În afară de încălzirea exagerată, mai există două cauze importante de avarii : producerea la nivelul contactelor conductorilor a unor compuşi chimici cu proprietăţi diferite şi datoraţi unor procese de difuzie şi în al doilea rînd, apariţia la nivelul suprafeţei, în interior, sau la nivelul joncţiunilor, a unor centre de impurităţi necontrolate şi al căror mecanism de formare nu este clar definit.

Se analizează probele de comportare mecanică a tranzistoarelor, la aplicarea diferitelor eforturi, fie prin supuneri la accelerări în sisteme centrifuge, fie prin determinarea unor efecte de oboseală în urma aplicării unor vibraţii ultra-acustice.

Se stabilesc criterii de determinare a frecvenţei avariilor, definindu-se trei categorii de avarii : care se produc imediat, după utilizare, sau în cursul utilizării.

KUZMIN, V. A. **Durata de deconectare a dispozitivelor cu regim de tranziție de tip p-n-p-n,** Radiotehnika i elektronika, 9, (1964), nr. 8, august, pag. 1410—1415, 6 fig., 1 tabl., 7 ref. bibl.

Unul dintre cei mai importanți factori care determină domeniul de aplicație a dispozitivelor de tip p-n-p-n, în cadrul schemelor cu funcționare rapidă este durata de deconectare. Se analizează procesele tranzitorii care au loc la deconectarea unor astfel de diode comandate, precum și dependența lor de parametrii fizici ai dispozitivului, de regimul de lucru și de metoda de măsurare. Pentru studiul experimental al acestui regim tranzitoriu s-au utilizat două metode: deconectarea prin condensator de șuntare și deconectarea prin aplicarea în circuitul de colector a unui impuls reglabil ca amplitudine și durată.

Pe baza rezultatelor experimentale se stabilește dependența existentă între durata de deconectare și durata de serviciu a golurilor pozitive din bază, precum și dependența față de curentul direct. Prima reprezintă o lege liniară, iar a doua, o lege logaritmică.

WUNDT, R. W. și BORTS, A. D. **Sisteme de comunicații prin sol,** I E E E Trans. Comun. Electron., (1964), nr. 71, martie, pag. 137—142, 5 fig., 1 tabl. 12 ref. bibl.

Realizarea radiocomunicațiilor prin intermediul diferitelor straturi ale solului, utilă în minerit, geologie, exploatări petrolifere, aplicații militare, depinde de o serie de parametri ai solului, precum și de echipamentul utilizat. Se analizează : dependența performanțelor unor sisteme de comunicații prin sol — anumită adîncime a subsolului, natura geologică a straturilor parcurse și distribuția lor, conductivitatea și constanta dielectrică respectivă, prezența pînzelor de apă etc. Se analizează, de asemenea, domeniul optim al frecvențelor utilizate în funcție de atenuările respective. Avantajul esențial al metodei constă în independența transmisiei în raport cu zgomotul înconjurător, singurul zgomot prezent fiind cel propriu echipamentului. Un element esențial al echipamentului îl reprezintă antenele. În aplicațiile în care se utilizează antene adînc îngropate, ele sînt de obicei introduse în săpături speciale cu forme verticale sau de bucle și presupun un anumit sistem de izolație. În sistemele în care undele ajunse la suprafață se răspîndesc în aer și în lungul solului, energia rezultantă fiind apoi recepționată de o antenă la mică adîncime, aceste antene sînt orizontale, mari, iar eficacitatea lor depinde de natura solului.

KRIETEMEYER, HANS. **Controlul liniarității receptoarelor Nyquist,** Fernmelde Prax, 41, (1964), nr. 15, august, pag. 587—590, 6 fig.

Factorul de liniaritate al receptoarelor de tip Nyquist nu trebuie să fie mai mic de 0,95 în domeniul amplitudinilor cuprinse între 8 și 100%. Pentru controlul liniarității emițătoarelor de televiziune lucrînd în benzile IV/V, poșta din R.F.G. utilizează aceste receptoare de tip Nyquist. Se prezintă montajul folosit pentru măsurarea liniarității, bazat pe transmisiunea unor impulsuri în formă de dinți de ferăstrău, peste care se suprapune o tensiune sinusoidală. Receptorul Nyquist este conectat la emițător cu ajutorul unui cuplor directiv, montat pe fiderul care leagă ieșirea filtrului de combinare a emițătoarelor video și audio cu antena de emisie. Pe cablul dintre cuplorul directiv și intrarea emițătorului Nyquist se montează un cuplor capacitiv, cu o atenuare de 25 dB, la care este conectat emițătorul de măsură. În timpul măsurării, emițătorul video este modulat cu tensiunea în formă de dinți de ferăstrău a frecvenței de sincronizare a liniilor, dar fără impulsurile de sincronizare, iar emițătorul de măsură generează frecvența de 1 MHz. Receptorul Nyquist debitează la ieșire un semnal constînd din frecvența de sincronizare a liniilor peste care se suprapune tensiunea sinusoidală de 1 MHz. Frecvența de 1 MHz este filtrată și afișată de un osciloscraf special video. Se prezintă diferite oscilograme obținute. Datorită simplității acestei metode, măsurările se execută lunar.

BROTHMAN, E. H. ș.a. **Factorii care influențează viteza și siguranța de transmisie a datelor numerice în sistemele de transmisie,** IEEE Trans. Commun, Electron., (1964), nr. 70, ianuarie, pag. 1—7, 7 fig., 5 tabl.

La transmiterea informațiilor pe linii într-o formă numerică, este esențială asigurarea unei viteze suficiente, precum și a siguranței în raport cu perturbațiile care pot surveni. Făcînd abstracție de perturbațiile datorate diferitelor echipamente, se analizează doar cele datorate liniilor propriu-zise, și anume: zgomotul alb, zgomotul datorat descărcărilor atmosferice, fenomenele de fading, etc. Pornind de la ideea că toate aceste perturbații pot determina recepționarea unor semnale false, datorită faptului că au o înfășurătoare asemănătoare cu cea a informațiilor utile transmise, se analizează influența lor asupra sistemelor de transmisie cu modulație în amplitudine, în fază și în frecvență. Analizîndu-se problema codurilor transmise, se trec în revistă parametrii principali de care trebuie ținut seama în aprecierea siguranței lor și anume cantitatea totală de informații eronate pe care le poate transporta probabilitatea detectării lor eronate etc. În acest sens se stabilesc criterii de apreciere a siguranței codurilor.

BUHBINDER, L. I. și A. S. KAPUSTA : **Rama tip VIS-59 pentru racorduri și încercări,** Avtomatika, telemehanika i sveaz, 8 (1964), nr. 2, februarie, pag. 10—12.

Rama tip VIS—59 pentru racorduri și încercări este destinată racordării, comutării și deservirii în exploatare a circuitelor fizice cu racorduri de cablu și canalelor de telecomunicație formate cu ajutorul acestor circuite prin intermediul oricăror sisteme de înaltă frecvență pînă la 150 kHz. Această ramă este calculată pentru conectarea a 32 circuite fizice, din care patru pot fi folosite în curenți purtători pînă la 150 kHz și 28 circuite — pînă la 60 kHz; 40 canale telefonice realizate în curenți purtători ; 12 circuite telegrafice (patru din metale neferoase și opt din oțel), formate din transformatoare diferențiale ; șapte circuite telegrafice, formate din bobine diferențiale de reactanță ; șase linii de serviciu, din care patru linii tip BL (din care două linii utilizate pentru telecomunicații cu montorii de serviciu care întrețin liniile de telecomunicații) și două linii tip BC; trei garnituri de circuite de transfer.

Prin utilizarea ramei pentru racorduri și încercări devine posibilă : măsurarea circuitelor cu ajutorul curentului continuu, fără întreruperea funcționării sistemului de telecomunicații, măsurarea atenuării și nivelului de transmisiune în canalele de frecvență înaltă și frecvență vocală ; efectuarea încercării integrității și asimetriei siguranțelor ; racordarea circuitelor și canalelor de telecomunicație la aparatura de măsurat și de încercare în laboratorul de măsurări ; înlocuirea circuitelor deteriorate din canalele telefonice (în traseul de joasă frecvență) și telegrafice, și totodată formarea legăturilor bifilare de tranzit, pentru două canale ; comutarea a zece canale telefonice pentru teleconferințe, primirea și trimiterea apelului și efectuarea convorbirilor prin canalele telefonice și liniile de serviciu, controlarea calității convorbirilor și efectuarea convorbirilor cu montorul de serviciu prin instalația cu difuzoare.

Rama este prevăzută cu reglete de racord și blocuri pentru cîmpul de comutare, de semnalizare, pentru generatorul normal și indicatorul de nivel, dispozitivul de încercare a liniilor și pentru siguranțe. Pe ramă se află două garnituri de dispozitive intermediare pentru încercări (DIITc), amplificator cu difuzor, dispozitiv telefonic și pentru convorbiri cu apel selectiv, panou

pentru convertizorul de tensiune 24/220 V, precum și transformatoare și bobine de reactanță diferențiale.

Circuitele fizice (folosite în curenți purtători pînă la 60 și 150 kHz), canalele telefonice, circuitele fizice normale și canalele de frecvență vocală se racordează la reglete, de unde sînt conduse spre latura de linie a jacurilor de ruptură pentru patru conductori ai cîmpului de comutare. Latura de stație a acestor jacuri este de asemenea conectată la regletele de racord.

La patru circuite folosite în curenți purtători pînă la 150 kHz, în paralel cu laturile de linie și de stație ale jacurilor de ruptură sînt racordate jacurile pentru măsurările efectuate cu ajutorul dispozitivului de încercări DIITc.

În mod normal, laturile de linie și de stație ale jacurilor de ruptură ale cîmpului de comutare sînt legate între ele prin piese de racordare.

În caz de nevoie, piesa de racordare se scoate și, cu ajutorul cordoanelor bifilare, se execută legătura între laturile de linie sau de stație ale canalului și dispozitivele de măsurat sau instalația tip PVU (aparat de convorbire și apel.

Pentru comutarea canalelor la teleconferințe, în cîmpul de comutare sînt prevăzute zece jacuri pentru șase conductori, conectați la regletele de racord. Comutarea canalelor de teleconferințe se realizează cu ajutorul pieselor de racordare.

În cîmpul de comutare se află două jacuri cu cinci conductori pentru dispozitivele telefonice și de convorbiri cu apel selectiv și două jacuri pentru dispozitivele de măsurat ale garniturilor DIITc.

Pe ramă se află de asemenea 12 transformatoare diferențiale (patru pentru circuite din metale neferoase și opt pentru circuite din oțel) și șapte bobine diferențiate de reactanță, ale căror bobinaje și puncte mediane sînt legate la regletele de racord.

Afară de aceasta, în cîmpul de comutare sînt amplasate 30 jacuri cu doi conductori care sînt de asemenea conectate la regletele de racord. Aceste jacuri permit să se încrucișeze circuitele în raport cu bobinele de reactanță sau transformatoarele diferențiale care nu se află pe rama tip VIS-59.

Ramele sînt prevăzute cu două garnituri pentru efectuarea legăturilor bifilare de tranzit. Fiecare garnitură se compune dintr-un jac pentru patru conductori și un jac pentru doi conductori, precum și din două condensatoare a cîte 2μF.

Legătura între jacurile garniturilor pentru tranzit bifilar și jacurile de ruptură pe latura de linie a canalelor corespunzătoare, precum și racordarea la dispozitivul tip PVU se efectuează cu ajutorul cordoanelor cu două conductoare.

La măsurările liniilor, în unele cazuri, linia trebuie să fie încărcată la cealaltă extremitate cu o rezistență de 1400 sau 600 Ω. Pe ramă sînt prevăzute piese de racordare cu asemenea rezistențe montate în interiorul lor.

Pe cîmpul de comutare există jacuri pentru doi conductori, utilizați pentru racordarea liniilor de serviciu, jacuri pentru măsurarea curentului de apel, precum și a tensiunilor și curentului anodic și jacul pentru măsurarea tensiunii bateriei locale.

Dispozitivul intermediar de măsurat (DIITc) servește pentru măsurarea și încercarea circuitelor fizice, fără întreruperea funcționării sistemului de telecomunicații de înaltă frecvență. De aceea, atenuarea de regim introdusă prin intermediul fiecărei garnituri DIITc în circuitul de înaltă frecvență nu reprezintă mai mult de 0,15 neperi în gama de frecvențe de la 3000 pînă la 150 000 Hz. Atenuarea introdusă prin DIITc în circuitul de frecvență vocală reprezintă cel mult 1,5 neperi în gama de la 300 pînă la 2400 Hz.

Atenuarea diafonică între garniturile DIITc la frecvențe de 150 kHz reprezintă cel puțin 15 neperi.

Dispozitivul pentru încercarea liniilor servește la verificările aproximative ale liniilor de curent continuu și la determinarea curenților și tensiunilor exterioare. Acest dispozitiv este compus dintr-un ohmetru pentru două limite de măsurări și are două scări : pentru măsurarea rezistenței conductorilor de la 0 pînă la 10 000 Ω (la tensiunea de 3 V) și pentru măsurarea izolației conductorilor de la 0 pînă la 10 MΩ (la tensiunea de 220 V).

Dispozitivul pentru încercarea liniilor permite măsurarea rezistenței conductorilor, rezistenței de izolație între conductori, între conductor și pămînt, precum si încercarea conductorilor rupți.

Ieșirea dispozitivului pentru încercarea liniilor este racordată la schema PVU, precum și la jacul cu doi conductori, prin care el poate fi conectat la orice canal.

Dispozitivul pentru încercarea siguranțelor permite să se controleze integritatea și asimetria siguranțelor cu contacte-baionetă la curentul de la 0,25 pînă la 5 A. Voltmiliampermetrul acestui dispozitiv de încercare este de asemenea destinat pentru măsurarea tensiunii între conductori și în raport cu pămîntul, precum și pentru măsurarea curenților din linie. Racordarea voltmiliampermetrului se realizează cu ajutorul unui cordon, prin jac.

Dispozitivul telefonic pentru convorbiri cu apel permite să se controleze convorbirile efectuate prin canalele de telecomunicație, să se efectueze convorbirile pe rînd și simultan— cu linia și cu stația (centrală), să se transmită și să se primească apeluri, să se transmită apelul și să se efectueze convorbiri prin liniile de serviciu BC și BL. De asemenea, permite să se conecteze la schemă discul de formare a numerelor de la CTA, să se racordeze linia la generatorul normal, indicatorul de nivel și dispozitivul pentru încercarea liniilor.

Alimentarea ramei tip VIS—59 se realizează de la o sursă de curent continuu cu tensiunea de 24 V și cu curent alternativ de la un inductor mecanic. Curentul continuu cu tensiunea de 220 V este obținut cu ajutorul convertizorului ramei. Pe ramă este prevăzut un loc pentru instalarea bateriilor de pile uscate, necesare la măsurarea rezistenței conductorilor.

Pentru recepția cu difuzoare la convorbirea cu montorul de serviciu însărcinat cu întreținerea liniei de telecomunicații, este utilizat un amplificator cu difuzor. Amplificatorul are forma unui bloc separat, amplasat pe partea de montaj a ramei.

* * **O vedere asupra noutăților de la tîrgul industriei germane Hanovra, 1964,** Nachrichtentechnische Zeitschrift, 17 (1964) nr. 7, iulie, pag. 361—368.

În domeniul cablurilor a fost prezentată o instalație de cabluri de distanță, supravegheate prin gaz sub presiune, formată din patru perechi coaxiale de dimensiuni reduse, 8 cuarte pentru curenți purtători, 88 cuarte pentru frecvențe vocale și 5 perechi de serviciu, cu toate accesoriile de legătură și bobine de încărcare.

Mai multe alte firme au prezentat modele similare de cabluri de mare distanță cu dotare mixtă, majoritatea conținînd pe lîngă perechile obișnuite și conductori tubulari miniatură (coaxiali).

În problema supravegherii și a localizării defecțiunilor la cabluri, firma Siemens a prezentat un nou aparat Reflektomat, destinat localizării defecțiunilor în cablurile coaxiale iar o altă întreprindere a prezentat un aparat automat pentru măsurarea cablurilor pe lungimi de fabricație.

SEL a prezentat o instalație de supraveghere a cablurilor sub presiune de aer. O caracteristică a instalației este uscarea aerului prin subrăcire, eliminîndu-se astfel vaporii de apă. După această uscare, aerul este din nou încălzit, asigurînd astfel o uscare suplimentară a cablului.

Programul de conductori flexibili a fost extins prin noi modele, astfel că acum se poate acoperi întregul domeniu de la 3,6 la 10,4 GHz.

Cablurile Flexwell pot să fie utilizate drept conducte de energie peste tot unde pînă acum erau necesare ghiduri de unde rectangulare.

În tehnica transmisiunilor au fost prezentate lasere cu corp solid și cu gaz. În afară de rubin se utilizează

și alte cristale, dotate cu substanțe străine cum sînt wolframatul de calciu dotat cu neodym. Laserul cu gaz constă, în esență, dintr-un tub de sticlă umplut cu un gaz nobil, spre exemplu neonheliu sau Ne, Kr respectiv Xe. O mare perspectivă de utilizare o prezintă și dioda semiconductoare laser, care permite un randament de transformare a energiei electrice în lumină de circa 50%. Cristalele diodelor laser marca Siemens au formă pătrată, cu lungimea laturii sub 1 mm. Ca material activ se utilizează arseniura de galiu.

Dioda laser din arseniură de galiu poate să fie modulată cu frecvențe de ordinul a cîteva $10^9$, avînd astfel posibilitatea transmiterii canalelor de televiziune.

S & H a prezentat un laser cu gaz, de laborator, și un sistem de transmitere a informațiilor prin laser cu diodă.

SEL a prezentat un telemetru cu laser care se bazează pe emiterea unui impuls luminos și măsurarea timpului pînă la recepționarea reflexiei luminoase. Contorul numără direct, în unități de lungime. Puterea de vîrf a emițătorului este de 1 MW, durata impulsului 50 ns, unghiul de deschidere al fasciculului 0,5 mrad. Se pot indica distanțe între 0 și 9995 m, în trepte de 5 m. Alimentarea se poate face de la rețea sau din baterie de acumulatoare electrice de 24 V.

Un laser mic cu gaz, fabricat în serie a fost prezentat și de către Întreprinderea Philips, care se poate utiliza pentru transmiterea informațiilor, a cercetărilor fizice etc. Aparatul are lungimea de numai 12 cm și dă un fascicul permanent cu frecvența de 260 MHz, și un unghi de deschidere de numai 0,07°.

Întreprinderea Telefunken a prezentat un sistem automat, comandat electronic pentru reglarea automată a nivelului la sistemele de curenți purtători, destinat special pentru amplificatoarele (repetoarele) subterane fără supraveghere.

SEL a prezentat o stație mobilă pentru comunicații prin sateliți ; această stație, elaborată de către ITT, este utilizată pentru comunicațiile prin sateliții Telstar și Relay.

În domeniul telegrafiei este interesant sistemul nou de telegrafie rapidă al SEL cu o viteză de 1500 baud, adică 200 semne. La acest aparat se folosește procedeul de imprimare electrolitică Tellur, fără să fie nevoie de o altă hîrtie decît cea uzuală, pentru teleimprimatoare. Fiecare semn este format dintr-un rastru de $5 \times 7 = 35$ puncte. În fiecare rînd este loc pentru 72 semne. Imprimarea rezistă la lumină, nu se șterge și se poate copia prin procedee uzuale.

Întreprinderea Lorenz a realizat pentru receptorul de telegrafie rapidă LO 2 000 un emițător cu bandă perforată, explorată fotoelectric, astfel că ambele aparate formează împreună o linie telegrafică rapidă. Calea de transmisiune poate să fie constituită de orice canal cu sau fără fir, avînd o lărgime de bandă de circa 3 kHz. Este de asemenea posibil și traficul duplex.

SEL a prezentat o nouă realizare a unui registru cu bandă magnetică, care are ca scop recepționarea semnalelor telegrafice și eliberarea acestora la comandă. Informația este reținută mai întîi în două registre cu miez, pentru cîte 10 semne. Viteza de lucru a registrului (la intrare) poate fi de 50, 75, 100, 200, 600 și 1 200 baud, comutabil manual și pînă la 1 200 baud la ieșire.

Un interes deosebit prezintă și teleimprimatorul 100 Siemens care permite protecția textului recepționat la o distanță de 13 m pe o suprafață de $2{,}3 \times 4$ m. Înscrierea se face pe o folie transparentă din Styroflex cu grosimea de 6 µm, cu ajutorul unei panglici obișnuite. Folia are dimensiunile obișnuite ale hîrtiei teleimprimatorului pe coală (210 mm) ; dispozitivul permite proiecția a 15 rînduri.

Datorită izvorului de lumină de mare putere (lampă de proiecție de 500 W), proiecția este vizibilă și la lumina zilei.

Aparatul este realizat ca un teleimprimator fără claviatură și poate fi adaptat la orice alt teleimprimator, sau în trafic local, cu un transmițător cu banda perforată.

SEL a prezentat un aparat cu apel prin butoane pentru centralele automate de abonat. În locul discului de apel aparatul este prevăzut cu butoane alăturate cîte trei și numerotate de la 1 la 9 și 0. În ultimul rînd se mai găsesc încă două butoane, pentru scopuri speciale.

S&H a prezentat telefonul viitorului, ETAFON. Acest aparat telefonic nu are nici un dispozitiv mecanic mobil pentru formarea numărului de apel. Pe carcasa aparatului sînt plasate o serie de adîncituri prin care pot fi atinse o serie de tuburi sensibile la atingere, care declanșează toate procesele de formare a numărului de apel. Numerele mai frecvente utilizate pot să fie memorizate și reproduse cu un număr prescurtat de cod.

În locul semnalului de apel prin sonerie, noul telefon semnalizează apelul printr-un sunet melodic.

S&H, sub denumirea ESK 400 E, a prezentat o centrală telefonică electronică, realizată în formă de panouri mobile, folosind în afară de relee ESK și semiconductoare, miezuri magnetice, rezistențe și condensatoare.

O altă întreprindere a prezentat de asemenea o instalație de oficiu telefonic parțial electronică. Sînt utilizate aci relee plate, cu contacte protejate, în teacă de sticlă și cu gaz de protecție.

S-a mai prezentat o centrală de tip „bloc" cu comutatoare în coordonate, prevăzute cu contacte din metale nobile. Ea permite conectarea a 49 de abonați, iar în cazul conexiunilor duble, a 98 de abonați, cuplați pe 9 circuite (trunchiuri) și două circuite de comandă. Sistemele de comutatoare cu bare încrucișate sînt fixate pe panouri mobile ușor de înlocuit.

Un deosebit interes a stîrnit centrala telefonică mobilă, construită într-o remorcă auto. Centrala instalată pe o remorcă conține echipamentul necesar pentru 1 000 abonați, în legătură cu o centrală telefonică completă cu șapte cifre de apel. Instalația tehnică corespunde tehnicii EMD a sistemului 55, indicat pentru instalațiile mobile.

SEL a prezentat și sistemul de centrală cvasi-electronic HE 60. Acest sistem, echipat cu registre, este constituit exclusiv din contacte închise ermetic și piese componente electronice. Căutarea parcursului de legătură se face prin marcare finală, cu ajutorul unor fire de comandă (selectare conjugată), astfel că nu trebuie să fie făcută o anumită repartizare în funcție de anumite cifre din numărul de apel.

FÜRSTERLING, A. **Prelucrarea electronică a datelor la Poșta Federală Germană.** Fernmelde Praxis, 41 (1964), nr. 14, iulie, pag. 533—537.

Încă din anul 1934 s-au făcut încercări pentru realizarea unor mașini de calculat comandate cu program. Prima mașină de acest gen a intrat în funcțiune în Germania în anul 1941 (tipul Z 3,64 cu registrul de cifre, circa 3 000 de relee).

În anul 1946 a intrat în funcțiune în S.U.A. mașina de calculat complet electronică ENIAC de mari proporții, avînd în total 17 468 tuburi electronice și 1 500 relee. Eficiența acestei mașini era redusă din cauza duratei limitate de funcționare a tuburilor electronice ; în plus, mașina consuma o cantitate de energie apreciabilă, avînd putere de circa 174 kW, care parțial transformată în căldură, impunea instalații costisitoare pentru evacuarea acesteia. Primul calculator electronic, destinat unor probleme comerciale, a sosit în Germania din S.U.A., în anul 1953.

Utilizarea semiconductoarelor a permis reducerea consumului de curent la o zecime, iar o dată cu durata de utilizare a acestor dispozitive a crescut și siguranța de funcționare.

În anii 1956/57, Siemens & Halska a adus în comerț prima mașină de calculat mare, complet transistorizată (tipul S 2002).

În această situație au fost și alte firme care au produs și ele mașini de calculat de bună calitate.

1. În funcție de caracteristicile funcționale sau de modul de utilizare, mașinile de calculat se pot împărți în mai multe categorii, anume :

— mașini de calculat analogice sau numerice (mod de lucru) ;

— cu scop universal sau cu scop special ;

— cu introducerea lentă a datelor și eliberare similară sau cu funcționare rapidă.

Calculatoarele analogice reprezintă cifrele prin mărimi fizice. Rezolvarea unei probleme constă în realizarea unui model fizic analog și măsurarea mărimilor corelate.

Calculatoarele numerice nu prelucrează decît cifre. Pentru prelucrarea cu ajutorul acestor mașini, semnalele sînt codificate, deoarece mijloacele electronice ale montajelor nu permit realizarea rațională decît a două stări: da sau nu, cu curent sau fără, etc. simbolizate respectiv prin L și O. Aceste semnale poartă numele de semnale binare. Unitatea de măsură pentru aceste semnale este bitul (binary digit sau pas binar). În acest mod de codificare funcționează majoritatea instalațiilor telefonice. Un cod de numere mult utilizate în calculatoarele electronice este așa-numitul cod dual, sau cod 8421. În acest cod cifrele 0 la 9 sînt formate prin 4 bit. Prin extinderea acestui cod la 6 bit este posibilă și reprezentarea literelor.

Capacitatea de memorizare a instalațiilor mici este de 1 000 la 2 000 de poziția alfanumerică. Cu viteza de cadență mare de 5 la 20 s, aceste instalații pot să citească pînă la 48 000 de cartele perforate pe oră. În afară de mașini de scris pentru eliberarea datelor, ele pot să fie echipate cu imprimatoare rapide avînd capacitatea de 20 000 la 36 000 de rînduri scrise/oră.

Un exemplu de mașină de calculat mare este IBM tipul 7090, sau UNIVAC tipul RR care poate reține în registru cu miez 196 000 semne.

Majoritatea instalațiilor de calcul utilizate la poșta germană sînt de tipul IBM 1401.

Sistemul IBM 1401 se compune dintr-o unitate centrală 1401, o unitate de explorare/perforare 1402, imprimatorul rapid 1403 model II și unitățile cu bandă magnetică 729/II. Instalațiile sînt echipate uniform cu patru unități cu bandă magnetică și 8 000 de puncte de memorizare cu miez. Costul lunar de închiriere de circa 36 000 DM încadrează aceste mașini în clasa instalațiilor mijlocii. Mașina este un calculator numeric cu unități de mare capacitate, pentru introducerea și eliberarea datelor. Mașina 1401 este o mașină cu două adrese serie, adică o comandă a mașinii poate să memorizeze două adrese de la — la ; operațiile se fac consecutiv pe poziții. Unitățile periferice (unitatea cu cartele perforate, benzile magnetice) nu pot funcționa simultan, ci consecutiv ; o excepție o formează numai imprimatorul rapid. Acesta este echipat în mod special cu un registru de imprimare și poate prelua datele din acesta, în timp ce programul merge mai departe, iar mașina dă alte ordine.

Mașina nu cunoaște o lungime fixă a cuvintelor sau a ordinelor. Cuvintele marcă, pentru care sînt prevăzute unități bit speciale, limitează cîmpurile de calcul sau de memorizare și determină începerea ordinelor de program.

Capacitatea de memorizare a mașinii, pentru 8 000 poziții necesită în total 64 000 miezuri din ferită.

Timpul de lucru al mașinii, pentru o anumită problemă, se însumează din timpii parțiali necesari pentru operații ; spre exemplu, explorarea a 10 cartele și înscrierea lor pe bandă blocul 1 durează $10 \times 75$ ms $+ 1 \times 25$ ms $= 775$ ms.

Sistemul 1401 are posibilitatea ca prin circuitele interne ale mașinii să facă autocontrolul acesteia. Cartelele perforate trec prin anumite dispozitive cu perii care îndeplinesc funcțiile de control. Toate transmisiunile interne de date sînt controlate dacă conțin numărul de unități bit prescris ; în caz contrar mașina indică o eroare.

În domeniul valorilor de telecomunicații, mașinile electronice de prelucrare a datelor sînt utilizate pentru conducerea depozitelor. Aci, toate obiectele sînt memorizate pe benzi magnetice, cu numărul de bucăți respectiv. Centrele de contabilizare perforează toate mișcările din depozite pe cartele perforate atît pentru intrări, cît și pentru ieșiri. În timpul înregistrării în continuare aceste cartele perforate modifică și cantitățile existente. Mașina este astfel programată, încît să valorifice din nou cantitățile și să dea informații asupra stocului și valorii în depozit. În afară de aceasta ea verifică dacă nu s-au atins stocurile limită și indică achizitorilor cantitățile care trebuie să fie procurate dintr-un anumit sort și cînd.

Centrele de calcul înscriu calculații lunare despre intrările și ieșirile de materiale pentru unitățile de construcții etc. după care se fac apoi contabilizările respective.

În acest caz, problema oficiului central pentru telecomunicații a fost realizarea unui procedeu pentru obținerea unor date mai explicite, care să asigure o bună bază pentru planificare și pentru conducerea lucrărilor.

În funcție de convențiile internaționale, în unele cazuri este suficient să se facă o apreciere statistică a traficului telegrafic. În acest caz, oficiile de calcul adună telegramele respective și reține pe cartele perforate caracteristicile necesare pentru calcul. Perforatorii care efectuează aceste operații înscriu totodată și anumite date particulare care nu sînt conținute în formă de numere-cheie în capul telegramei, cum ar fi țara de destinație, locul etc. Cartelele perforate merg la centrul de calcul al oficiului tehnic de telecomunicații unde sînt citite la mașini și totodată comprimate, după care sînt trecute pe benzi magnetice. Urmează apoi o operație de sortare, cu scopul de a aduce datele respective într-o anumită succesiune pentru calcularea plății (prin echivalare). Pe o altă bandă magnetică sînt conținute taxele pentru un cuvînt și pentru fiecare condiție de trafic, respectiv pentru condiții de tranzit. Ambele benzi, cea cu datele de plată și cea cu taxele, sînt citite într-o mașină care calculează și înscrie rezultatul cu mai multe copii. Un exemplar din această notă de plată este dat administrației poștale străine. Ca produs secundar se obțin o serie de numere statistice.

O dată cu extinderea traficului interurban automat s-au pus o serie de probleme organizatorice și tehnice. Una dintre cele mai importante probleme a fost observarea calității traficului și recunoașterea rapidă a surselor de deranjamente.

La început s-au folosit simple liste ; acestea nu au corespuns, așa încît s-a recurs la cartele perforate ca elemente de memorizare și la mașini pentru interpretarea rezultatelor observațiilor de trafic. În acest scop, personalul de supraveghere înseamnă pe cartele datele respective, care sînt apoi perforate pe cartele, care la rîndul lor sînt prelucrate la mașini care dau rezultatele într-o formă aptă de multiplicare.

În afară de problemele menționate, mașinile electronice pentru prelucrarea datelor sînt utilizate pentru stabilirea prognozelor de propagare radiofonică în funcție de o serie de factori, cum sînt înălțimea straturilor ionizate, ora zilei și activitatea solară. Centrul de calcul acumulează aceste date pe cartele perforate, care sînt prelucrate apoi cu ajutorul mașinii electronice de calcul și exprimate prin datele necesare pentru traficul radio, în forma unor tabele numerice și reprezentări grafice.

Ca perspective de viitor se preconizează posibilitatea eliminării metodelor actuale, cînd omul este încă un intermediar de neînlocuit în procesele de calcul electronic. Chiar și tehnica de folosire a cartelelor de însemnare necesită ca cineva să pună anumite semne, în anumite poziții, astfel ca mașina să fie capabilă să le recunoască. Din păcate, în foarte puține cazuri a fost posibil ca aceste semne să fie înregistrate de la început direct de către mașină ca date inițiale.

Cartela perforată este, în prezent, singurul mijloc care s-a menținut și s-a extins, cu toate prevederile negative, la toate sistemele de calcul, mai ales ca mijloc rapid pentru introducerea inițială a datelor în sistem. Față de banda perforată ea prezintă mult mai multă flexibilitate și o viteză de lucru mai mare.

Se tinde spre citirea electronică a documentelor și traducerea acestei citiri direct în combinații, de bit. Este vorba, bineînțeles, de o scriere de mașină normalizată.

KIEFER, DIETER. **Corectarea timpului de propagare de grup în domeniul frecvenței intermediare în televiziune,** Rundfunktechn. Mitt., 8, (1964), nr. 4, august, pag. 200—214, 28 fig., 10 ref. bibl.

După ce se descrie importanța corecției întîrzierii de grup în frecvența intermediară, se expune teoria și se descrie utilizarea practică a rețelei în T podit de înaltă frecvență. Se studiază apoi o schemă în care filtrele trece-tot sînt realizate cu ajutorul circuitelor amortizate echipate cu tuburi. Filtrele trece-tot, sînt reglabile continuu, putîndu-se obține, practic, caracteristica de amplitudine dorită. Se descrie un echipament cu șase etaje, trece-tot, care permite corectarea unor mari schimbătoare de frecvențe cu transpunerea separată a imaginii și a sunetului.

Se prezintă rezultatele obținute cu ajutorul acestei corecții în cazul a două schimbătoare de frecvență și a unui emițător de televiziune.

LACINOV, V. M. **Generator de impulsuri de ordinul nanosecundelor cu frecvența de succesiune pînă la 100 MHz,** Priborî i tehnika eksperimenta, 9, (1964), nr. 4. iulie — august, pag. 125—130, 3 fig., 4 ref. bibl.

Mărirea rapidității multor montaje electronice (în special a montajelor de recalculare), reglarea lor și obținerea unor semnale cu anumiți parametri în scopul pornirii acestor echipamente, a făcut necesară realizarea unor dispozitive de formare sau a unor generatoare de impulsuri de ordinul nanosecundelor, cu o frecvență de succesiune pînă la 100 MHz. Se descrie un generator care formează impulsuri cu o durată mai mică de 5 ns., dintr-un semnal sinusoidal, în gama frecvențelor de 0,1...100 MHz. În echipament s-a folosit metoda de amplificare-limitare succesivă și diferențiere a semnalelor de intrare. Au fost folosite tuburi electronice 6J22P cu factor de calitate ridicat, în montajele de amplificatoare-limitatoare cu parametri distribuiți. În cazul unor semnale de intrare care depășesc 50 mV, generatorul asigură impulsuri în formă de clopot, cu o amplitudine de 10...12 V, pe o rezistență de sarcină R=110 Ω și o capacitate C=12 pF.

QUERCIA, PAOLO. **Sensibilitatea maximă a unui receptor de televiziune,** Antenna, 36, (1964), nr. 7, iulie, pag. 312—315, 2 fig.

Sensibilitatea maximă a unui televizor funcționînd la frecvențe mai mici de 200 MHz, se definește după nivelul maxim al zgomotului cosmic. Singurul sistem eficace pentru a se mări distanța de recepție este de a se mări cîștigul antenei. Experimentarea circuitelor speciale de preamplificare în scopul de a se obține un nivel de zgomot redus este lipsită de semnificație, deoarece chiar și circuitele normale asigură un raport satisfăcător între semnal și perturbație, mai cu seamă pe canalele I și IV.

Adoptarea preamplificatoarelor cu zgomot redus începe să fie utilă pentru frecvențe mai mari decît cele corespunzătoare canalului X.

La calcularea unei instalații pentru recepția de la mare distanță, în scopul stabilirii cîștigului antenei, a sensibilității acesteia și a tipului televizorului, trebuie să se măsoare valoarea cîmpului în punctul de recepție. Determinarea valorii cîmpului pe cale teoretică duce la o valoare aproximativă, întrucît nu ține seama de condițiile efective locale.

Perturbațiile și zgomotele ce nu au o origine cosmică nu au fost luate în considerație atît pentru că au în general un caracter local și tranzitoriu, cît și pentru faptul că există diferite sisteme pentru suprimarea lor.

** **Un sistem de televiziune în circuit închis de cost redus,** TV Soc. J, 10, (1964), nr. 10, aprilie-iunie, pag. 315.

Se descrie pe scurt un nou sistem de televiziune în circuit închis și de cost redus, complet tranzistorizat, putînd fi alimentat de la două baterii de acumulatoare de 12 V de tip auto. Sistemul este realizat din două unități — camera videocaptoare și echipamentul de supraveghere — și conține numărul minim de circuite necesare pentru obținerea unei înalte calități. Echipamentul de supraveghere poate să fie telecomandat. Tranzistorizarea și utilizarea circuitelor imprimate, asigură siguranța în exploatare și face posibilă montarea echipamentelor în locuri greu accesibile. Camera cîntărește 1,8 kg, iar echipamentul de supraveghere 13,5 kg, ceea ce permite ca sistemul să fie portativ. Controlul automat al sensibilității asigură o calitate constantă a imaginii la variații de iluminare. Necesarul de putere este de 45 W, din care disipația este de 40 W. Echipamentele pot fi alimentate și de rețea. Sistemul este proiectat pentru a funcționa cu 625, 525 sau 405 linii, repartizate pe două semicadre. Rezoluția pe orizontală este de 600 linii, iar banda de lucru utilă, de 8 MHz. Camera poate fi echipată cu o lentilă de proiector de cinematograf de 16 mm, sau cu orice alt tip de lentile (cu deschidere unghiulară mare, teleobiective etc.).

Cînd se utilizează mai multe camere videocaptoare, este necesară o unitate de distribuție care selectează imaginile și le distribuie la echipamentele respective de supraveghere. S-a realizat de asemenea o unitate de comutare pentru controlul accesoriilor camerelor.

JUSTER, F. **Sincronizarea televizoarelor echipate cu tranzistoare,** Le Haut-parleur, 40, (1964), nr. 1079, 15 septembrie, pag. 43—46, 11 fig.

Reconstituirea la recepție a imaginii care este captată de către camera videocaptoare și emisă, este asigurată de către trei factori esențiali :

1. Explorarea (baleiajul)
2. Modularea strălucirii
3. Sincronizarea.

Explorarea face ca spotul luminos să descrie linii luminoase care constituie forma luminoasă a imaginii.

Modularea strălucirii (luminozității) face ca strălucirea spotului să varieze în timpul explorării, ceea ce determină diferențe de ton (între negru și alb) de la un punct la altul.

Sincronizarea permite ca o imagine să se suprapună exact imaginii precedente.

Într-un mod mai precis, trebuie să se știe că există două sincronizări : sincronizarea cadrelor (pe verticală) și aceea a liniilor (pe orizontală). Sincronizarea cadrelor acționează la fiecare 1/50 s și permite suprapunerea cadrelor (imaginilor), precum și întreteserea liniilor semicadrelor.

Sincronizarea pe linii se manifestă pe fiecare linie separat și face ca începuturile liniilor corespondente să coincidă, adică linia analizată la emisie, cu aceea descrisă de către spot la recepție.

Semnalele de explorare sînt semnale locale, produse de către bazele de timp.

Semnalele de modulare a strălucirii și semnalele de sincronizare pe verticală și pe orizontală sînt transmise în același timp și sînt incluse în modulația de amplitudine a semnalului de înaltă frecvență, purtător de imagine.

Sincronizarea cuprinde operațiile următoare :

1. Separarea semnalelor de strălucire și a semnalelor de sincronizare, nelăsînd să persiste decît acestea din urmă. Această operație poate fi denumită primă separare.

2. Separarea semnalelor de sincronizare pe verticală de acelea de sincronizare pe orizontală ; a doua separare.

3. Aducerea la forma potrivită a fiecăruia din aceste semnale.

4. Aplicarea semnalelor de sincronizare de formă convenabilă la oscilatoarele bazelor de timp.

Principiile generale ale sincronizării sînt aceleași, fie că este vorba de montaje prevăzute cu tranzistoare, fie de montaje echipate cu tuburi.

Sursa de semnale de sincronizare este semnalul de videofrecvență, care poate să fie preluat dintr-un punct oarecare al părții de videofrecvență a receptorului de televiziune, punct aflat între ieșirea detectorului și electrodul de modulare a strălucirii tubului cinescop.

De cele mai multe ori se preia semnalul de videofrecvență la ieșirea ultimului etaj de VF, unde amplitudinea sa de tensiune este ridicată.

În toate receptoarele de televiziune echipate cu tuburi sau cu tranzistoare, oricare ar fi numărul de linii al emisiunii semnalul de videofrecvență aplicat tubului are caracteristicile următoare :

1. Amplitudinea de tensiune este de 50...120 V de la vîrf, în funcție de „sensibilitatea" tubului cinescop.

2. Semnalul de videofrecvență este de polaritate așa-zisă „negativă" dacă electrodul de modulare a strălucirii este catodul (cazul cel mai frecvent în prezent), sau de polaritate „pozitivă", adică modularea strălucirii spre tensiuni crescătoare, dacă cilindrul Wehnelt este electrodul folosit pentru modularea strălucirii.

Semnalele de sincronizare se obțin pornind de la acest semnal. Prima operație care trebuie efectuată este eliminarea modulației de strălucire. Se pot folosi separatoare cu semiconductoare de orice tip, diode sau tranzistoare.

La montajul cu diodă șunt în timpul alternanțelor pozitive, deci acelea ale impulsurilor, catodul este mai pozitiv decît anodul, deci dioda este blocată. Semnalele sînt atunci transmise la ieșire cu aceeași polaritate. În timpul alternanțelor negative (strălucire) catodul este negativ în raport cu anodul, iar dioda conduce. Ea se comportă atunci ca un scurtcircuit, iar tensiunea $E_s$ este nulă. La separatoare cu tranzistoare principiul este tot același. Există montajul serie, în care tranzistorul conduce perioada corespunzătoare părții semnalului care trebuie să fie transmisă și este blocat în timpul părții semnalului care trebuie să fie eliminată. Celălalt montaj este montajul derivație, în care tranzistorul este blocat în perioada semnalului care trebuie transmis și conductor în perioada care trebuie eliminată.

În montajele cu tranzistoare de sincronizare pentru televiziune, de altfel ca și în acelea cu tuburi, formarea semnalelor de sincronizare linii se efectuează cu ajutorul unui circuit de diferențiere.

Se indică un circuit de diferențiere cu o celulă CR și un circuit de diferențiere cu două celule, $C_1$-$R_1$ și $C_2$-$R_2$, care pot să aibă valori identice sau diferite.

Există de asemenea circuite cu mai mult de două celule.

Asigurarea formei semnalului de cadru tinde să creeze un impuls de cadru pornind de la semnalele de cadru.

Se poate utiliza un circuit de diferențiere sau un circuit de integrare pentru una și două celule.

În montajele cu tranzistoare este adoptat în general circuitul integrator. Unul dintre motivele pentru care acesta este preferat este faptul că el convine pentru diferitele numere de linii utilizate actualmente.

Se arată acțiunea unui circuit integrator asupra semnalelor de sincronizare linii și cadre. Tensiunea de intrare, comportă impulsurile de linii și cele de cadre. Una dintre acestea este pozitivă, cu durata $t_a$, iar cealaltă negativă, cu durata $t_b$, $t_a + t_b$ fiind egal cu $T_L$, durata unui impuls de linie.

Deformarea tensiunii de ieșire cauzată de circuitul integrator prin încărcarea și descărcarea lui C prin R, creează impulsuri de formă triunghiulară, toate cu aceeași amplitudine, în afară de cele care se produc în timpul semnalelor de cadru cu amplitudine mai mare, deoarece C se încarcă în timpul $t_a$, care este superior timpului $t_e$, durata unui impuls de linie.

Acest vîrf preluat de către circuitul integrator permite sincronizarea oscilatorului cu deviație pe verticală.

Valoarea constantei de timp RC a circuitului integrator este de ordinul a $T_L$ unde $T_L$ este durata unei linii, adică 50 μs aproximativ. Tensiunea așa cum este arătată, permite sincronizarea majorității oscilatoarelor adoptate pentru bazele de timp echipate cu tranzistoare, dar este preferabil ca din această tensiune să se suprime toate celelalte vîrfuri care ar putea și ele (în cazul unui reglaj defectuos al socilatorului) să declanșeze reîntoarcerea imaginii.

Supresiunea se face ca în cazul primei separări, prin selecție de amplitudine.

VISONTAI, P. **Proiectarea rejectoarelor catodice pentru televizoare,** Wireless World, 70 (1964), nr. 8, august, pag. 408—410.

În receptoarele de televiziune de uz casnic, atît purtătoarea semnalelor de imagine, cît și purtătoarea semnalelor de șunt sînt în general prezente la intrarea în detectorul video și sînt demodulate împreună. În consecință, la ieșirea detectorului va apărea și un semnal „inter-carrier". Frecvența acestui semnal este egală cu diferența dintre frecvențele purtătoare, adică 6 MHz în sistemul C.C.I.R. cu 625 linii și 3,5 MHz în sistemul englez cu 405 linii. În sistemul C.C.I.R., semnalul inter-carrier servește la recepția sunetului și de aceea este necesar. În sistemul englez nu este posibilă recepția sunetului cu ajutorul semnalului inter-carrier și se urmărește cu grijă ca nivelul purtătoarei semnalelor de sunet, la detectorul video, să fie menținut cît mai mic posibil. Totuși, datorită toleranțelor pieselor, precum și a impreciziilor de acord, nu este posibilă eliminarea totală a semnalului inter-carrier.

Dacă acest semnal inter-carrier ar trece fără nici o restricție, împreună cu semnalul video prin amplificatorul de videofrecvență, pe ecranul tubului cinescop va apărea un desen mărunt de nedorit pentru observator ; de aceea trebuie luate măsuri pentru a atenua semnalul inter-carrier pînă la un nivel acceptabil, fără a influența în același timp componentele de frecvența superioară a semnalului de imagine.

Există cîteva soluții diferite ale acestei probleme. Una din cele mai cunoscute metode este arătată într-un montaj. Articolul analizează performanțele acestui circuit și stabilește parametrii de proiectare.

Amplificatorul video este realizat cu un singur etaj. Tubul lucrează pe o sarcină anodică $R_a$, are o conductanță mutuală, $g_m$, grila sa este conectată la detectorul video și are o combinație serie între rezistența $R_k$ și un circuit acordat cu impedanța $Z_k$ în catod, care determină o reacție negativă. Este evident că cu cît impedanța $Z_k$ este mai mare, cu atît și reacția negativă este mai mare deci amplificarea etajului mai mică. Eventual $Z_k$ atinge valoarea maximă la frecvență sa de rezonanță $f_r$, care este de asemenea frecvența corespunzătoare rejecției maxime; de aceea, circuitul acordat este considerat ca un rejector.

Pentru a simplifica studiul, se presupune că atît circuitul anodic, cît și cel de grilă, sînt independente de frecvență și că numai reacția negativă influențează răspunsul de frecvență al amplificatorului.

Amplificarea circuitului, adică raportul dintre tensiunea anodică și cea de grilă este :

$$A = \frac{g_m R_a}{1 + g_m (R_k + Z_k)} \qquad (1)$$

Pe baza acestei formule se poate determina amplificarea la orice frecvență dată, în banda de trecere, ținîndu-se seama de dependența de frecvență a reacției negative.

La frecvența sa de rezonanță, $f_r$, impedanța circuitului rejector $Z_k$ ia o valoare particulară, $Z_{kr}$. Se obține amplificarea $A_r$, la frecvența $f_r$.

Amplificarea etajului fără rejector, adică $Z_k = 0$ este

$$A_0 = \frac{g_m R_a}{1 + g_m R_k}$$

Raportul $A_r/A_0$ reprezintă o măsură a atenuării provocate de rejector, la frecvența de rejecție $f_r$.

Rejectorul este un circuit rezonant, paralel, avînd o bobină cu o pierdere finită. Această pierdere este reprezentată prin rezistența $R_0$.

În final se obține după mai multe calcule cel mai important rezultat al studiului care arată că raportul dintre lărgimea de bandă influențată de rejector și nivelul rejecției este constant și depinde numai de frecvența de rejecție $f_r$ și de factorul de calitate al circuitului de rejecție, $Q_r$, fiind independent de $g_m$ corespunzător al tubului, precum și de rezistența din catod $R_k$. Raportul dintre lărgimea de bandă și rejecție poate fi considerat ca un factor de calitate analog produsului cîștig-bandă la amplificatoare, deoarece pentru un $f_r$ și un $Q_r$ date, rejecția poate fi mărită numai în detrimentul atenuării simultane a unei benzi mai largi de frecvențe.

Procedeul de proiectare este următorul :

1. Se stabilește valoarea practică cea mai ridicată a factorului de calitate, $Q_r$, a circuitului rejector.
2. Se stabilește un compromis între rejecție și lărgirea de bandă. Valorile lui $\Delta f$ și $a_r$ trebuie calculate.
3. Cunoscînd valorile lui $a_r$ și $Q_r$ se calculează $C_k$.
4. Din expresiile lui $f_r$ și $C_k$ se poate obține $L_k$.

O consecință implicită a rezultatelor obținute este faptul că utilizarea frecventă a prizelor bobinei de rejecție poate fi justificată doar pentru evitarea valorilor neconvenabile ale lui $L_k$ și $C_k$, sau pentru a mări eventual factorul de calitate $Q_r$ al circuitului de rejecție însuși (fără a ține seama de încărcarea de către impendanța de ieșire a circuitului catodic al tubului).

JONES, D. D. **Dispozitive acustice cu traducere pentru sălile de conferințe,** J. Audio Enging. Soc., 12 (1964), nr. 3, iulie, pag. 245—247, 250, 252, 254 și 256, 5 fig., 1 tabl., 16 ref. bibl.

În sălile de conferințe, în care este necesară traducerea celor expuse, în mai multe limbi, se utilizează căști, adaptate la fiecare scaun și prevăzute cu un comutator de canale corespunzător diferitelor limbi. Inconvenientul prezentat de acest sistem constă în structura insuficient de robustă a căștilor și deci în uzura lor rapidă. Pe de altă parte din punct de vedere tehnico-economic sistemul de căști duble nu este justificat, aceleași rezultate putînd fi obținute și cu căști simple prevăzute cu dispozitive de reglare a volumului, necesare în prezența efectelor perturbatoare a zgomotelor din sală, la nivelul urechii libere.

Pentru satisfacerea necesităților de robustețe se propune un sistem original în care un traductor audio de tip cu piston determină trecerea undelor sonore printr-un tub „linie acustică" — cu anumite proprietăți legate de fenomenele de reflecții de unde staționare etc. ; la capătul liniei acustice se află dispozitivul de adaptare a ansamblului la o singură ureche. Se analizează caracteristicile fizice ale acestui ansamblu și în special robustețea și protecția la uzură, prin închiderea în lăcașuri speciale în brațele fotoliilor, precum și felul în care ele asigură inteligibilitatea și naturaleța transmisiilor. Sînt analizate de asemenea și condițiile impuse geometriei ansamblului.

DANIEL, E. D. **Analiza zgomotului indus la suprafața unei benzi magnetice,** IEEE Trans. Commun. Electron., 83, (1964), nr. 72, mai, pag. 250—253, 6 fig. 1, ref. bibl.

Zgomotul prezent într-o înregistrare pe bandă magnetică poate avea trei cauze diferite și anume : prezența particulelor magnetice în benzile care au fost șterse, distribuția neomogenă a particulelor magnetice într-o bandă uniform saturată și apariția unor puncte de contact neregulate, între bandă și capul de înregistrare. Studiul celei de-a treia categorii de zgomot indus la suprafața benzii pornește de la studiul unei singure asperități, considerată ca o formă geometrică regulată — prezumție confirmată de cercetările experimentale — extrapolîndu-se apoi rezultatele la cazul mai multor asperități cu o distribuție oarecare. Relațiile matematice care țin seama de înălțimea asperității, de rigiditatea și tensionarea materialului, de viteza de antrenare a benzii și de curentul care creează cîmpul de înregistrare, sînt rezolvate pentru două cazuri particulare curente : înregistrări pe piste largi și pe piste înguste.

## СОДЕРЖАНИЕ


621.372.54

Штефанеску, С.: *Определение функций чувствительности для фильтров с преобразованиями Нортона.*

Показан метод расчета функций чувствительности для собственной постоянной передачи и характеристического сопротивления фильтров с преобразованиями Нортона. Приведен вывод общих соотношений между частичными чувствительностями собственной постоянной передачи и входного сопротивления и показано, что эти соотношения остаются инвариантными по отношению к общим преобразованиям Нортона.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 6, стр. 193 – 200

---

654.9: 519.2

Григоре, Ст.: *Применение теории вероятности и статистико — математических методов при научном анализе качественных показателей связи.*

Представлены методы статистической математики, которые могут быть применены при научном анализе качественных показателей в эксплуатации связи. Принимая различные услуги связи как случайные переменные, данны примеры и методы расчета, которые могут совершенно характеризовать массовые случаи этих )показателей для целей текущего и перспективного планирования в области связи.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 6, стр. 201 – 211

---

621.395.44: 621.382.3

Панэ, Л.: *Особенности транзисторизированной телефонной аппаратуры уплотнения с временным разделением каналов МИП — 12 — 24.*

Дается описание 24 — канальной телефонной аппаратуры уплотнения на высокой частоте, на полупроводниковых приборах, с временным разделением каналов, уделяя внимание в основном следующим элементам: созданию выборочных импульсов, частотному делителю 48—8 кгц., преобразователю модуляции амплитуда — положение ,генератору импульсов синхронизации и устройству автоматической регулировки фазы

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 6, стр. 212 – 219

---

621.397.62

Костинер, Ед.: *Исследование частотных разбросов радиовещательных приемников.*

Приводится исследование частотных разбросов радиовещательных приемников, определяемых допусками или возможными изменениями величин элементов, входящих в состав колебательного контруа гетеродина, при случаях различных практических форм выполнения этого контура.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 6, стр. 220 – 224

---

621.311: 621.396.6

Онческу, И.: *Беспрерывное электропитание оборудования связи.*

В статье приведен метод обеспечения резервного электропитания станций связи.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 6, стр. 225 – 229


## INHALTSVERZEICHNIS


621.372.54

Ştefănescu, S. *Die Feststellung der Empfindlichkeitsfunktionen der Filter mit Norton-Umformun.*

Es wird die Berenchnungsmethode der Empfindlichkeitsfunktionen für den charakteristischen Übertragungsexponenten und für den Wellenwiderstand der Filter mit Norton-Umformung dargelegt. Allgemeine Beziehungen zwischen die Teilempfinlichkeiten des charakteristischen Übertragungsexponenten und einer Eingangsimmitanz werden gefolgert und es wird demonstriert dass diese Beziechungen betreffs der Norton-Umformung unverändert bleiben.

TELECOMUNICAŢII, Bukarest, 9 (1965), Nr. 6, S. 193 – 200

---

654.9:519.2

Grigore, St. *Die Benutzung der Wahrscheinlichkeitsrechnung und der mathematisch-statistischen Methoden zur wissenschaftlichen Analyse der Gütezeiger der PTTR-Leistungen.*

Methoden aus der mathematischen Statistik, die zur wissenschaftliche Analyse der Gütezeiger des PTTR-Betriebs dienen, werden dargelegt. Die verschiedenen PTTR-Leistungen werden als aleatorisch-veränderliche Grössen betrachtet und Berechnungsmethoden werden gegeben, mittels welchen können die Massenvorfalle dieser Zeiger gekennzeichnet werden zwecks der laufenden und der Perspektive-Plannung.

TELECOMUNICAŢII, Bukarest, 9 (1965), Nr. 6, S. 201 – 211

---

621.395.44:621.382.3

Panã, L. *Die Einzelheiten des transistorisierten Zeitverteilungfernsprechsystems MIP 12—24.*

Es wird ein transistorisiertes 24-kanaliges Zeitverteilungsfernsprechsystem dargelegt ; insbesondere wird es auf die Bildung der Musterpulsen, die Frequenzteilung von 48 zu 8 kHz, die Übertragung der Amplitudenmodulierung in Pulslagemodulierung, die Synchronpulsbildung und die automatische Phasensteuerung tiefer bestanden.

TELECOMUNICAŢII, Bukarest, 9 (1965), Nr. 6, S. 212 – 219

---

621.397.62

Costiner, Ed. *Untersuchung der Frequenzabweichungen der Fernsehempfänger.*

Es wird eine Abhandlung über die Frequenzabweichungen der Fernsehempfänger dargelegt, derer Ursache die Toleranzen oder die eventuaellen Kennwertänderungen der Schwingkreis-Bauteile ist.

TELECOMUNICAŢII, Bukarest, 9 (1965) Nr. 6, S. 220 – 224

---

621.311:621.396.6

Oncescu, I. *Die unterbrechungslose Stromspeisung der Fernmeldeanlagen.*

Die Grundlagen der Stromquellenreservierung bei den technischen Einheiten des Fernmeldedienstes werden dargelegt.

TELECOMUNICAŢII, Bukarest, 9 (1965) Nr. 6, S. 225 – 229

## CONTENTS


621.372.54

Ştefănescu, S. *Determination of the sensitivity functions for the Norton-transformed filters.*

The calculation of the sensitivity functions for the transfer exponent and the characteristic impedance of the Norton-transformed filters is exposed. General relations between the partial sensitivities of the transfer exponent and of an input immitance are deduced and their invariancy in respect to the Norton-transformations is demonstrated.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 9 (1965) no. 6, page. 193–200

---

654.9 :519.2

Grigore, Şt. *The use of the probability calculus and of the mathematical statistics for the scientific analysis of the PTTR service quality indexes.*

The mathematical methods for analysing the quality figures of the PTTR exploitation are presented. The various PTTR services are considered as random variables and their mass events are characterized by means of examples and concrete reckoning methods with the object of the establishment of short-time and long-time planning.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 9 (1965) no. 6, page. 201–211

---

621.395.44:621.382.3

Pană, L. *The peculiarities of the transistorised time-division telephone system MIP 12—24.*

A transistorised telephone system equipped only with transistor with 24 time-divised channels is described. It is dwelt especially upon the sampling pulse generation, the frequency division from 48 to 8 kc/s, the AM-to-PPM conversion the synchropulse generation and the automatic phase-control.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 9 (1965) no. 6, page. 212–219

---

621.397.62

Costiner, Ed. *A study of the frequency drifts of the TV-receivers.*

The frequency drifts of the TV-receivers are investigated as caused by the tolerancies or eventually value changes of the tuned-circuit parts in various manners of their conception.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 9 (1965) no. 6, page. 220–224

---

621.311:621.396.6

Oncescu, I. *Uninterrupted power feeding for the telecommunications equipment.*

The principles of the redundant power sources at the technical PTTR units is discussed.

TELECOMUNICAŢII, Bucharest, 9 (1965) no. 6, page. 225–229


## SOMMAIRE


621.372.54

Ştefănescu, S. *L'établissement des fonctions de sensitivité des filtres à transformée Norton.*

L'article expose la méthode de calcul des fonctions de sensitivité pour l'exposant de transfert sur images et pour l'impédance caractéristique des filtres à transformée Norton. Des relations générales entre les sensitivités de l'exposant de transfert sur images et de l'immitance d'entrée sont déduites et on démontre leur invariance envers les transformations générales Norton.

TELECOMUNICAŢI, Bucarest, 9 (1965) nr. 6, page. 193 – 200

---

654.9:519.2

Grigore, Şt. *L'utilisation du calcul des probabilités et des méthodes mathématiques — statistiques à l'analyse scientifique des paramètres qualitatifs des prestations PTTR.*

Y sont présentées les méthodes de la statistique mathématique utilisables à l'analyse scientifique des paramètres qualitatifs de l'exploitation des PTTR. En considérant les diverses prestations PTTR comme des variables aléatoires, par des exemples et des méthodes de calcul concrètes on caractérise complètement les événements de masse de ces paramètres en vue de l'établissement des plans à courte échéance et de perspective pour les télécommunications.

TELECOMUNICAŢI, Bucarest, 9 (1965) nr. 6, page. 201 – 211

---

621.395.44 :621.382.3

Pană, L. *Les particularités du système téléphonique à transistors à répartition dans le temps MIP 12—24.*

On décrit un système téléphonique équipé uniquement de transistors, à 24 voies réparties dans le temps, en insistant spécialement sur la formation des impulsions d'échantillonnage, le diviseur de fréquence 48 à 8 kHz, le convertisseur de la modulation d'amplitude en modulation de position, le générateur des impulsions de synchronisation et le contrôle automatique de la phase.

TELECOMUNICAŢI, Bucarest, 9 (1965) nr. 6, page. 212 – 219

---

621.397.62

Costiner, Ed. *L'étude des écarts de fréquences des récepteurs de télévision.*

L'article contient une étude des écarts de fréquence des récepteurs radio, imputables aux tolérances ou aux changements éventuels des valeurs des composants du circuit oscillant, dans les diverses formes de réalisation de celui-ci.

TELECOMUNICAŢI, Bucarest, 9 (1965) nr. 6, page. 220 – 224

---

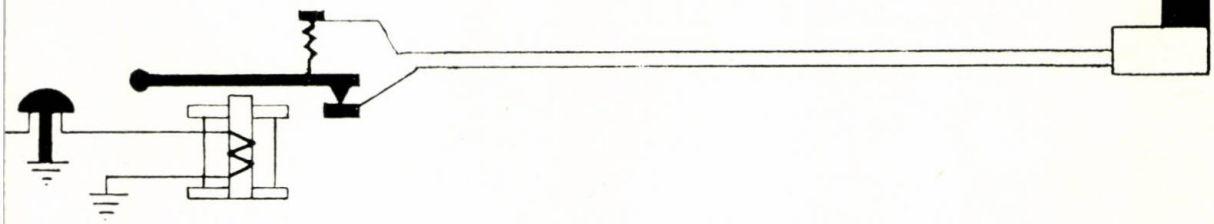
621.311 : 621.396.6

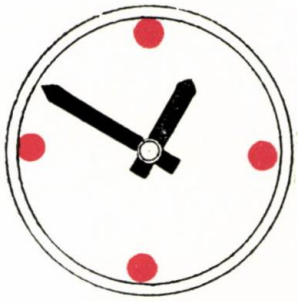
Oncescu, I. *L'alimentation électrique ininterrompue des équipements de télécommunications.*

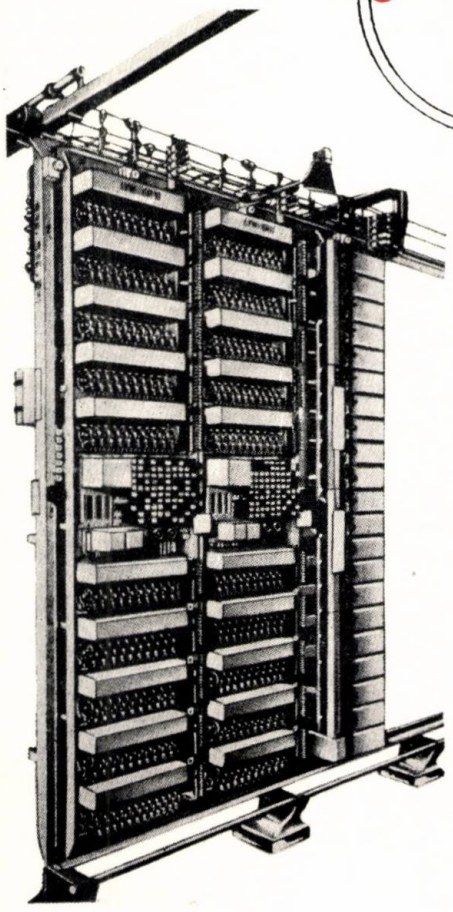
On expose les principes de la réservation des sources d'energie aux unités techniques de télécommunications.

TELECOMUNICAŢI, Bucarest, 9 (1965) nr. 6, page. 225 – 229

# TELECONSTRUCȚIA

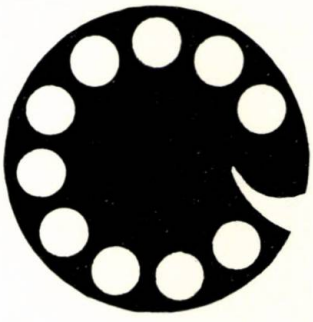






ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ LA INSTITUȚII, ÎNTREPRINDERI, UZINE ȘI COMPLEXE INDUSTRIALE, CELE MAI MODERNE INSTALAȚII DE TELECOMUNICAȚII CA:

- Telefonizare
- Dispecerat
- Interfon
- Avertizori incendiu
- Sonorizare
- Ceasoficare



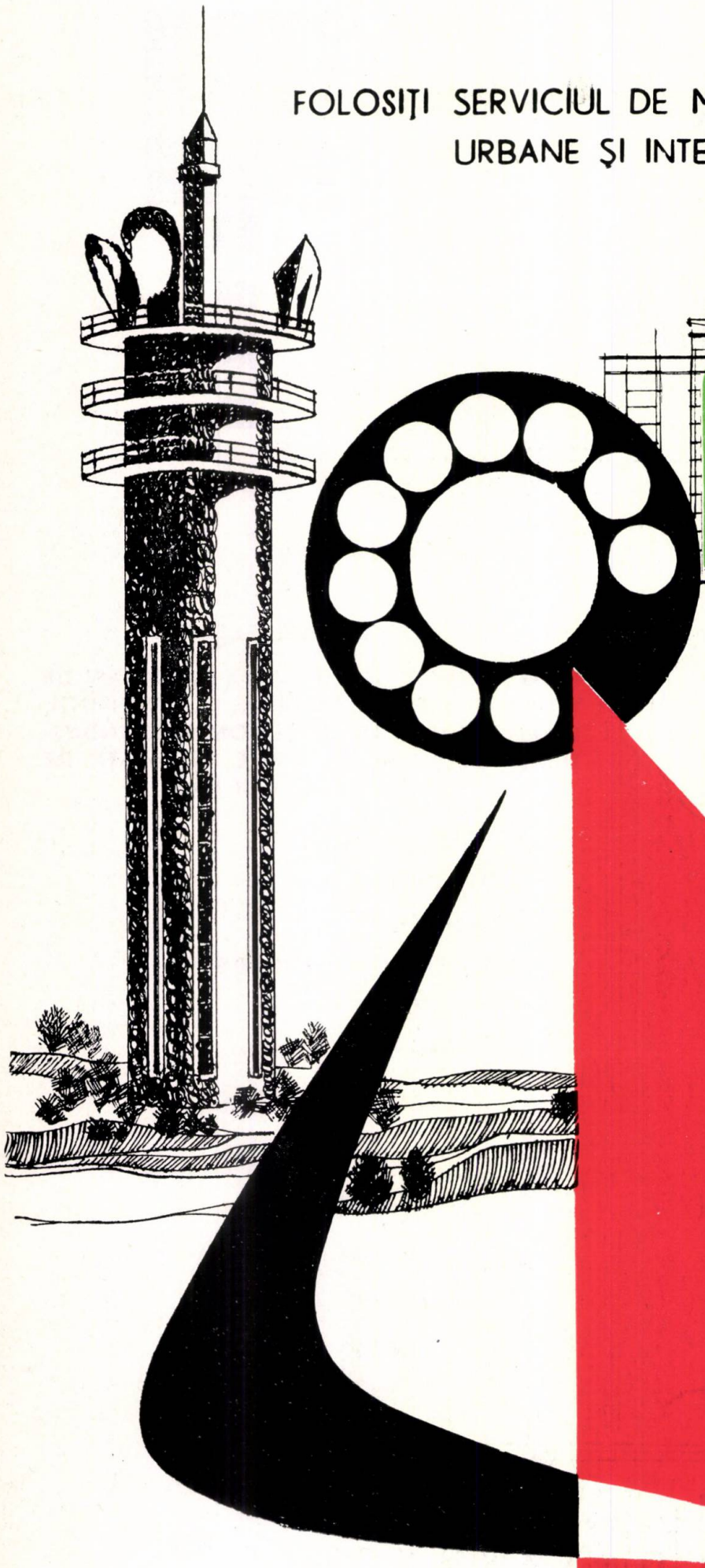
*Adresa*

ÎNTREPRINDEREA

**TELECONSTRUCȚIA**

BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

# FOLOSIȚI SERVICIUL DE MESAJE TELEFONICE URBANE ȘI INTERURBANE



Dacă numărul chemat de dv
nu răspunde, este ocupat sa
sînteți grăbit, cereți telefonist
să transmită comunicarea dv
persoanei cu care vreți să vorbiț

Telefonista vă poate comu
nica confirmarea primirii sa
răspunsul la mesajul dat.

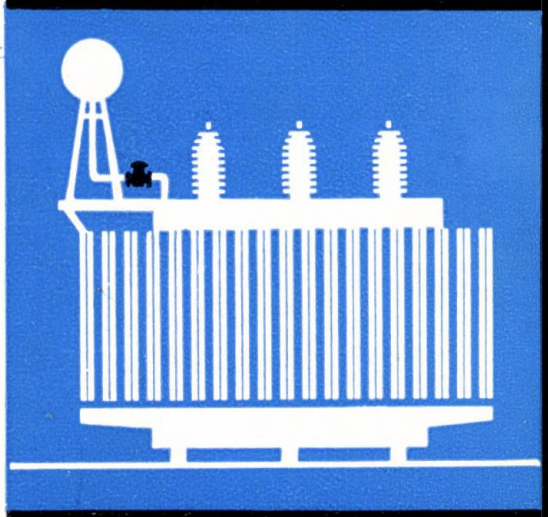
*La centralele automate formați*

MICM

# INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

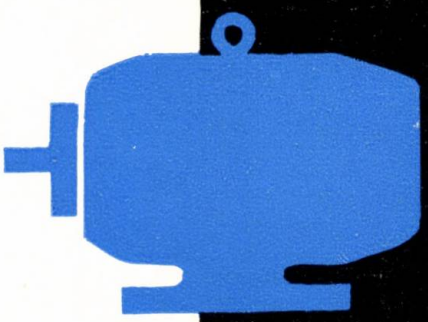
București, Bd. T. Vladimirescu 45,
tel 16.41.40—16.41.48

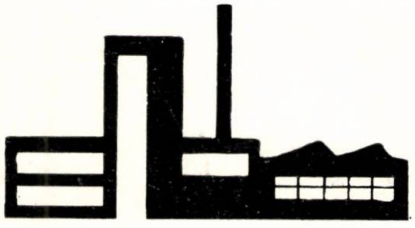
# ICPE



primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.





*Puteţi transmite la orice oră si orice distanţă, prin telefonul do. TELEGRAME formînd :*

1965 SZEF 2 B

— *în Bucureşti 11.38.00*

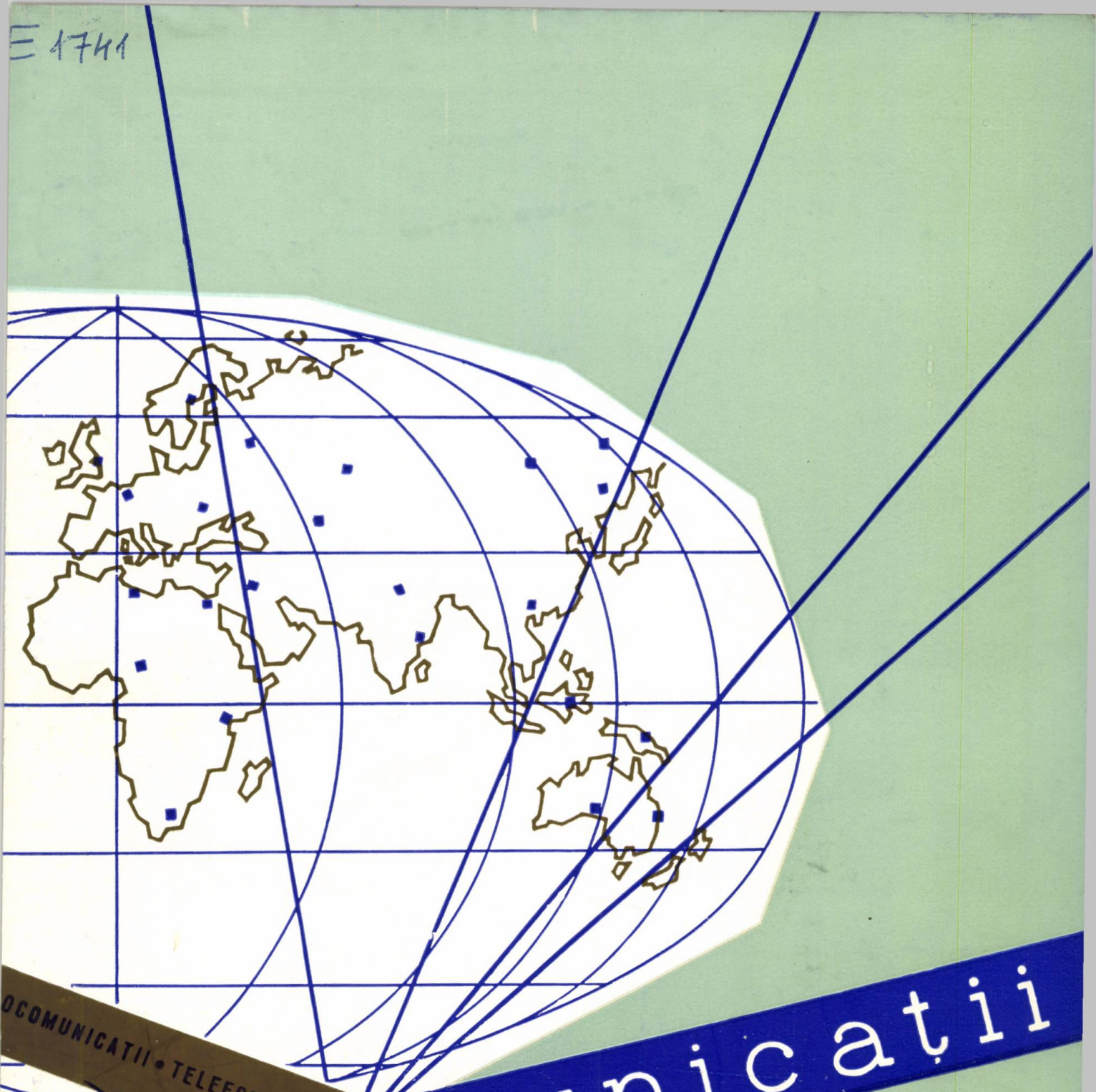
— *în provincie cerînd centralei telefonice „Serviciul de telefonare a telegramelor“*

I. P. I. — c. 1625

44 201

Lei 5

E 1741



# telecomunicații

TELECOMUNICAȚII • TELEFONIE

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

7

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 7 ★ p. 240 — 288 ★ București ★ Iulie 1965

# Expediați banii numai prin mandate poștale și telegrafice

CUPON
MANDAT POȘTAL

Nr. .....

Lei 100

EXPEDITOR
Tănase
Ctin
Str. Liveni 40
r. N. Bălcescu
București

Indicații speciale .....

MANDAT POȘTAL Nr. .....

Verificator .....

Lei 100 b. —
(în cifre)

Una suta lei •
(lei în litere iar banii în cifre)

Destinatar Serbănescu Ioan
Str. Labirint Nr. 14 Blocul A Apart. 14
Localitatea Borzești Raionul Tg. Ocna
Regiunea Bacău OFICIUL POSTAL Borzești

Expeditor Tănase Constantin
Str. Liveni Nr. 40 Blocul A Apart. 21
Localitatea București Raionul N. Bălcescu

Semnătura salariatului .....
CONFIRMAM SUMA DE .....
.....
Diriginte .....

Șt. cu data prezentării

Șt. cu data prezentării

Sigiliul cu ștampila

E 1741

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883


# telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR
ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R

*Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 — Nr. 7 — iulie 1965


## CUPRINS


621.385.62: 621.376.3.

Cartianu, Gh.: *Modularea în frecvenţă a oscilatorului cu clistron reflex*

În lucrare, după un studiu general al oscilatorului cu clistron reflex se stabileşte expresia analitică a funcţiei caracteristicii de modulaţie, folosindu-se variabilele normate care reprezintă variaţia frecvenţei şi variaţia tensiunii reflectorului. La stabilirea expresiei s-a ţinut seamă şi de efectul de tîrîre datorit cuplajului cu ghidul de undă. Se dau formulele factorilor de distorsiune de ordinul doi şi trei, ţinîndu-se seamă de toate elementele care intervin în modulaţia de frecvenţă a clistronului; se arată mijloacele de compensare a armonicilor şi se studiază problema stabilităţii la compensarea armonicilor.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 7, pag. 241–250

621.395.44: 621.391.83

Postelnicu, P.: *Metode de stabilire a normelor de diafonie pentru sistemele de transmisiuni telefonice*

Se propune o metodă de calcul al zgomotului de diafonie în căile sistemelor telefonice de curenţi purtători pe linii aeriene sau cabluri simetrice în funcţe de abaterea telediafonică, considerîndu-se aceeaşi încărcare a căilor ca şi în calculul zgomotului de intermodulaţie.

Se face o analiză critică a metodelor de stabilire a normelor de diafonie şi a valorilor recomandate de CCITT pentru abaterea telediafonică.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 7, pag. 251–256

621.397.62: 019.3

Silişteanu, M.: *Calculul siguranţei de funcţionare a unui receptor de televiziune* (E-47)

Prima parte a lucrării prezintă metodica de calcul a parametrilor cei mai importanţi ai siguranţei de funcţionare.

In partea a doua a lucrării se prezintă calculul parametrilor siguranţei de funcţionare la televizorul E-47 şi la blocurile lui funcţionale componente pe baza metodicii expuse.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 7, pag. 257–262

654.15

Stănciulescu, Gh.: *Stabilirea necesarului de căi de comunicaţie pe baza statisticilor de trafic în telefonia interurbană*

Se expun mărimile legate de traficul interurban telefonic, modul în care se calculează numărul necesar de căi de comunicaţie, în diferite sisteme de exploatare şi ponderea relativă a diferiţilor indici de exploatare expuşi.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 7, pag. 263–270

621.373: 621.382.3

Caminschi, D.: *Bază de timp cu tranzistoare*

În articol se prezintă cîteva tipuri de generatoare de tensiuni liniar variabile, realizate cu tranzistoare, avînd o largă utilizare în osciloscrafe, dispozitive de întîrziere a impulsurilor, în măsurări de timp şi în alte aplicaţii.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 7, pag. 271–277

621.315.212

Cruceru, C-tin: *Conductor coaxial experimental pentru antene de televiziune*

Se descrie procesul tehnologic aplicat la fabricarea conductorului coaxial experimental pentru antene de televiziune. Lucrarea este utilă făcînd o informare asupra noilor tipuri de semifabricate necesare instalaţiilor de recepţie TV.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 7, pag. 278–279



Comitetul de redacţie

ing. Gh. AIRINEI, ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEŞ, ing. Al. BODEAGĂ, ing. C. BOIERESCU, prof. ing. Gh. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, conf. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, ing. C. FAUR, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. Ed. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.



Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B, Raionul „30 Decembrie", Telefon: 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei, nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" — Bucureşti


c. 1943

## СОДЕРЖАНИЕ


621.385.62: 621.376.3

Картиану, Г.: *Частотная модуляция генератора с рефлексным клистроном.*

После общего исследования генератора с рефлексным клистроном определяется аналитическое выражение функции характеристики модуляции, применяя нормированные переменные, представляющие изменение выражения учтено также и явление затягивания вследствие связи с волноводом.

Данны формулы коэффициентов искажения второго и третьего порядка, причем учитываются все элементы принимающие участие в частотной модуляции клистрона; показаны средства компенсации гармоник, и рассматривается вопрос стабильности при компенсации гармоник.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 7, стр. 241–250

---

621.395.44: 621.391.83

Постелнику, П.: *Методы определения норм переходных разговоров для телефонной аппаратуры уплотнения.*

Предлагается метод расчета шумов от переходных разготворов в каналах телефонных систем уплотнения воздушных линий или симметричных кабелей в зависимости от защищенности, принимая что загрузка каналов такая же, как и в случае расчета интермодуляционного шума.

Производится критический анализ методов определения норм переходного разговора и значений, рекомендуемых МККТТ для защищенности.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 7, стр. 251–256

---

621.397.62: 019.3

Силиштяну, М.: *Расчет надёжности телевизионного приемника (Е—47).*

В первой части статьи представлена методика расчёта основных параметров надежности.

Во второй части — расчет параметров надежности телевизора Е—47 и его составных функциональных блоков на основе изложенной методики.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 7, стр. 257–262

---

654.15

Стэнчулеску, Г.: *Определение необходимого числа каналов связи на основании статистик обмена в междугородной телефонной сети.*

Представлены величины, связанные с телефонным междугородним обменом, способ проведения расчета необходимого числа каналов связи при различных способах эксплуатации, а также относительный вес различных упоминаемых эксплуатационных показателей.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 7, стр. 263–270

---

621.373.: 621.382.3

Камински, Д.: *Схема развертка на транзисторах.*

Представлены несколько типов генераторов линейно изменяющихся напряжений, построенных на транзисторах и имеющих широкое применение в осциллографах, устройствах задержки импульсов, в измерениях времени и для других назначений.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 7, стр. 271–277

---

621.315.212

Кручеру К.: *Опытный коаксиальный провод для телевизионных антенн.*

Описан технологический процесс, применяемый при изготовлении опытного коаксиального провода для телевизионных антенн.

Telecomunicații, Бухарест, 9 (1965), № 7, стр. 278–279


## INHALTSVERZEICHNIS


621.385.62: 621·376.3.

Cartianu, Gh.: *Die Frequenzmodulation des Reflex-Klystron-Oszillators.*

Das Werk fängt mit einem allgemeinen Aufsatz des Reflex-Klystron-Oszillators an und stellt dann den analytischen Ausdruck der Funktion der Modulationskennlinie fest. Es werden die genormten Parameter der Frequenz— und Spannungsänderungen des Reflektors verwendet. Der Antriebeffekt infolge der Kopplung mit dem Wellenleiter wurde in Betracht gezogen. Die vorgelegten Formeln der Verzerrungsfaktoren zweiter und dritter Ordnung berücksichtigen alle Elementen, die bei der Frequenzmodulation des Klystrons eintreten. Die Ausgleichsmittel der Harmonischen und die Stabilität des Ausgleiches werden auch dargelegt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 7, S 241–250

---

621.395.44: 621.391.83

Postelnicu, P.: *Methoden für die Feststellung der Nebensprechenvorschriften für die Fernsprechübertragungssystemen.*

Eine Berechnungsmethode des Nebensprechengeräusches in der Trägerfrequenzfernsprechkanälen auf Freileitungen oder Kabel als Funktion der Nebensprechendämpfung wird vorgeschlagen. Die Kanalbesetzung wird in gleicher Weise als für die Berechnung des Intermodulationsrauschens betrachtet.

Die Methoden für die Feststellung der Nebensprechenvorschriften und die vom CCITT empfohlenen Nebensprechendämpfungswerte werden kritisch analysiert.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 7, S 251–256

---

621.397.62: 019.3

Silișteanu, N.: *Zuverlässigkeitsberechnung eines Fernsehempfängers.*

Der erste Teil des Werkes legt die Berechnungsmethode der wichtigsten Zuverlässigkeitsparameter vor. In dem zweiten Teil werden die Zuverlässigkeitsparameter für den Fernsehempfänger E-47 und für seine Baugruppen entsprechend dieser Methode berechnet.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 7, S 257–262

---

654.15

Stănciulescu, Gh.: *Ermittlung der notwendigen Kanälenanzahl auf Grund der Verkehrsstatistiken der Ferngespräche.*

Es werden die Grössen, die den Fernsprechverkehr veranschaulichen, die Berechnungsweise der notwendigen Kanälenanzahl und die relative Schwere der verwendeten Betriebsparameter dargelegt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 7, S 263–270

---

621.373: 621.382.3

Caminschi, D.: *Transistorisierte Zeitbasis*

Es werden einige Typen von transistorisierten Erzeuger lineär veränderlichen Spannungen dargelegt, derer Anwendungsgebiet Oszillographen, Pulsverzögerungsschaltungen, Zeitmesser usw umfasst.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 7, S 271–277

---

621.315.212

Cruceru, C.: *Experimenteller Koaxialleiter für Fernsehantennen*

Das technologische Verfahren für die Herstellung des Koaxialleiters wird beschrieben.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 7, S 278–279

## CONTENTS


621.385.62 : 621.376.3.

Cartianu, Gh. : *Frequency modulation of the reflex clystron oscillator.*

After a general study of the reflex clystron oscillator, the analytical form of the modulation response is established, using the normalized variables which describe the variation of the frequency and of the reflector voltage. The pulling effect due to the coupling with the waveguide is also taken into account. The given formulae of the distortion terms of the second and third degree include all the effects which occur as a clystron is frequency modulated. Methods of harmonic compensation are presented and discussed with regard to their stability.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 7, p. 241–250

621.395.44 : 621.391.83

Postelnicu, P. : *Methods for establishing diaphony standards for telephone transmission systems.*

A calculation method is proposed for diaphonic noise in the open-wire and cable carrier-frequency telephone channels, considering the same channel loading as for the intermodulation noise computation and taking the telediaphonic level as a parameter.

The methods for establishing diaphony standards and the CCITT recommended figures for the telediaphonic level are criticized.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 7, p. 251–256

621.397.62 : 019.3

Silișteanu, M. : *Television receiver reliability calculation.*

The first part of the work presents the computing method for the main reliability parameters. In the second part these parameters are computed for the television receiver E-47 and for its component blocks.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 7, p. 257–262

654.15

Stănciulescu, Gh. : *The establishment of the needed amount of interurban telephone channels on the basis of traffic statistics.*

The parameters of the interurban telephone traffic, the methods for computing the needed amount of channels and the relative weight of the usual operation parameters are discussed.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 7, p. 263–270

621.373 : 621.382.3

Caminschi, D. : *Transistor time basis*

Some types of linear-varying voltage generators, equipped with transistors are described. Their broad application field comprises oscillographes, pulse delay circuits, time measurements a.s.o.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 7, p. 271–277

621.315.212

Cruceru, C. : *Experimental coaxial conductor for television aerials.*

The technological process experimented for the manufacture of a coaxial conductor for television aerials is described.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 7, p. 278–279


## SOMMAIRE


621.385.62 : 621.376.3.

Cartianu, Gh. : *La modulation de fréquence de l'oscillateur à clystron réflexe.*

Après une étude générale de l'oscillateur à clystron réflexe, on établit l'expression analytique de la fonction de la caractéristique de modulation, en utilisant les variables normées qui représentent la variation de la fréquence et de la tension du réflecteur. On a tenu compte de l'effet de traînage dû au couplage avec le guide d'ondes. Les formules des facteurs de distorsion du second et du troisième ordre sont obtenues en considérant tous les éléments qui surviennent lors de la modulation de fréquence du clystron. On indique les moyens de compensation des harmoniques et on étudie la stabilité de cette compensation.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 7, page 241–250

621.395.44 : 621.391.83

Postelnicu, P. : *Méthodes d'établissement des normes de diaphonie pour les systèmes de transmissions téléphoniques*

Une nouvelle méthode de calcul du bruit de diaphonie dans les voies des systemes téléphoniques à courants porteurs sur lignes aériennes ou souterraines en fonction de l'écart télédiaphonique est présentée. On fait la même hypothèse concernant l'occupation des voies que pour le calcul du bruit d'intermodulation

Les méthodes d'établissement des normes de diaphonie et les valeurs des écarts diaphoniques récommandés par le CCITT sont analysées d'une manière critique.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 7, page 251–256

621.397.62 : 019.3

Silișteanu, M. : *Calcul de la fiabilité d'un récepeur de télévision.*

Dans la première partie de l'article est exposée la méthode de calcul des principaux paramètres de la fiabilité. Dans la seconde partie on calcule ces paramètres pour le récepteur de télévision E-47 et pour ses sous-ensembles.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 7, page 257–262

654.15

Stănciulescu, Gh. : *L'établissement du nombre de voies téléphoniques nécessaires en se fondant sur les statistiques du traffic intérurbain.*

Les grandeurs qui caractérisent le traffic téléphonique intérurbain sont exposées, ainsi que le mode de calcul du nombre de voies nécessaire et le poids relatif des divers paramètres définissant le système d'exploitation.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 7, page 263–270

621.373 : 621.382.3

Caminschi, D. : *Base de temps à transistors.*

On décrit quelques types de générateurs à transistors pour des tension linéairement variables, ayant un vaste domaine d'utilisation aux oscillographes, dispositifs de retard des impulsions, mesures de temps etc.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 7, page 271–277

621.315.212

Cruceru, C. : *Conducteur coaxial expérimentel pour les antennes de télévision.*

On décrit le procédé technologique appliqué dans la fabrication expérimentelle du câble coaxial pour les antennes de télévision.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), no. 7, page 278–279

MICM

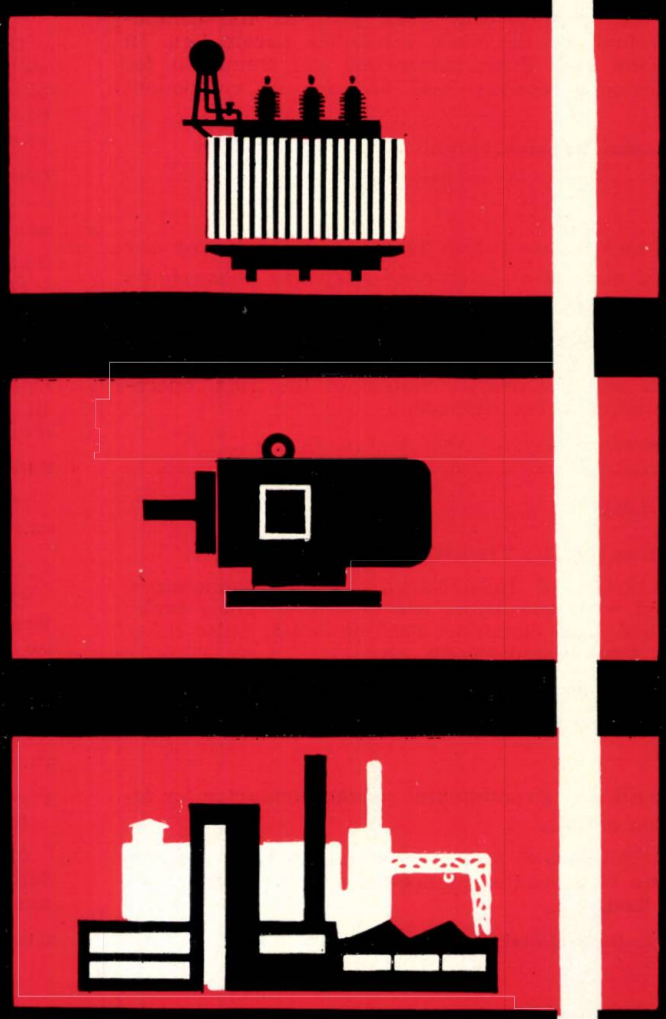
# ICPE

**INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ**

**București, Bd. T. Vladimirescu 45**
**tel. 16.41.40 — 16.41.48**

**primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.**

**Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.**



MŰSZAKI KÖNYVTÁRES
DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT
1863

**Prof. ing. GH. CARTIANU**
membru corespondent al Academiei R.P.R.

# Modularea în frecvență a oscilatorului cu clistron reflex

## 1. CONSIDERAȚII GENERALE PRIVIND REALIZAREA MODULAȚIEI LA FRECVENȚE FOARTE ÎNALTE

În instalațiile de radiorelee de MF de bandă largă pentru transmisiunea de semnale telefonice multiple sau pentru transmisiunea de semnale de videofrecvență, adeseori modulația în frecvență a oscilațiilor este realizată la o frecvență foarte înaltă într-un oscilator cu clistron reflex fără a se folosi metoda multiplicării frecvenței. Acest mod de lucru se folosește avîndu-se în vedere două obiective distincte, care conduc la tipuri de sisteme diferite.

*1.* În unele sisteme se face modulația direct la o frecvență foarte înaltă independent de frecvența la care se face emisia în vederea obținerii unei caracteristici de modulație cît mai liniare la deviații mari de frecvență doarece distorsiunile depind de $\frac{\Delta f}{f_0}$ (raportul între deviația de frecvență și frecvența de modulație) [1] și pentru a fi satisfăcută condiția $f_m \ll f_0$; această condiție este necesară spre a se evita neuniformitatea de transmisiune a componentelor laterale în cazul modulației cu semnale avînd un spectru cuprins într-o bandă mare de frecvență.

Prin heterodinare se coboară frecvența la o frecvență mult mai mică (de exemplu 70 MHz); la acest nivel de frecvență se poate face o stabilizare bună a frecvenței de centru, eliminarea modulației parazite de amplitudine și corecția caracteristicii timpului de întîrziere de grup [2]; printr-o nouă heterodinare cu o oscilație obținută de la un oscilator stabilizat cu cuarț, oscilația modulată este din nou transpusă la o frecvență ridicată.

În acest mod de lucru pot fi satisfăcute la maximum cerințele pentru obținerea în bune condiții a modulației de frecvență, dar instalația de emisie devine destul de complexă.

*2.* În alte sisteme se face modulația direct la frecvența foarte înaltă la care se face emisia (în gama undelor decimetrice și centimetrice). În felul acesta se aduce o simplificare a echipamentului sistemului prin eliminarea etajelor de multiplicare: în același timp este satisfăcută și cerința de a avea o caracteristică de modulație liniară și ca frecvența de modulație să fie mult mai mică decît frecvența purtătoarei. În acest mod de lucru apar însă o serie de dificultăți în ceea ce privește obținerea stabilității frecvenței de centru, eliminarea modulației parazite de amplitudine și corectarea caracteristicii timpului de întîrziere de grup. Acest procedeu aplicat în primul rînd în scopul simplificării instalației se folosește în instalațiile de radiorelee pentru televiziune și pentru un număr de căi telefonice nu prea mare [3].

În cele ce urmează se va analiza modul de lucru al clistronului reflex ca oscilator, se vor deduce caracteristicile de modulație în frecvență și se vor calcula factorii de distorsiune pentru frecvența instantanee.

## 2. DESCRIEREA MODULUI DE LUCRU AL CLISTRONULUI REFLEX

Clistronul reflex constituie în momentul de față unul din mijloacele cele mai obișnuite de a produce oscilații în gama undelor centimetrice (3 000...30 000 MHz) la puteri relativ mici. Clistronul reflex are calitatea de a putea fi modulat în frecvență într-un mod simplu.

În figura 1 este arătată structura unui tub clistron reflex.

Electronii emiși de catodă, după ce sînt concentrați în fascicul cu ajutorul unui electrod de focalizare, trec prin orificii (grilă) practicate în pereții unei cavități rezonatoare. Pereții cavității se găsesc la un potențial pozitiv $E_a$ față de catodă, constituind anoda acceleratoare. Presupunînd că în interiorul cavității există un cîmp de înaltă frecvență, electronii care străbat spațiul din interiorul cavității sînt modulați în viteză de cîmpul electric de înaltă frecvență din interior; ei trec mai departe, datorită vitezei căpătate, în spațiul dintre peretele cavității și electrodul de reflexie. Din cauză că electrodul de reflexie se găsește la un potențial $E_r$ negativ față de catodă, electronii sînt frînați și apoi reflectați înapoi. În spațiul dintre peretele cavității și electrodul de reflexie, electronii, datorită faptului că sînt modulați în viteză, sub acțiunea cîmpului uniform de frînare, sînt grupați în pilcuri cu centrul de greutate în jurul electronilor care străbat cavitatea rezonatoare în momentul cînd cîmpul de înaltă frecvență din interiorul cavității trece prin zero, devenind cîmp de frînare.

Electronii reflectați trec din nou prin orificiile cavității și atunci cînd în spațiul din interiorul cavității întîlnesc un cîmp de frînare ei cedează energie cavității rezonatoare.

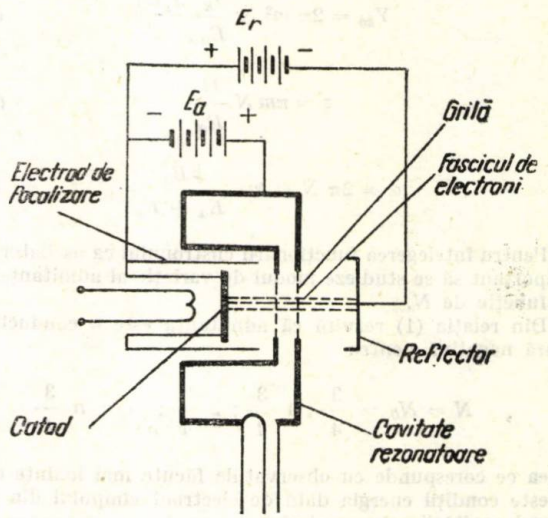



Fig. 1. *Reprezentarea schematică a clistronului reflex*

Dacă condițiile de întreținere a oscilațiilor sînt satisfăcute, sistemul devine oscilator [4], [5], [6], [7], [8]. Energia pe care o cedează un electron cîmpului este maximă atunci cînd electronul reflectat întîlnește în cavitate un cîmp electric de frînare maxim. Aceasta are loc în cazul cînd timpul de întoarcere al electronului este egal cu $\frac{3}{4}$, $1\frac{3}{4}$, $2\frac{3}{4}$ ... $n\frac{3}{4}$ ($n$ întreg) perioade.

Interacțiunea dintre fasciculul de electroni și cîmpul din interiorul cavității este echivalentă cu introducerea unei admitanțe, $\mathbf{Y}_e$, numită admitanță electronică (admitanță activă), în paralel cu admitanța proprie $\mathbf{Y}_c$ a cavității (admitanță pasivă), ambele rapoartate la spațiul de trecere a fasciculului prin cavitate.

Se poate arăta că admitanța activă $\mathbf{Y}_e$ are expresia [4]:

$$\mathbf{Y}_e = 2\pi m^2 N \frac{I_k}{E_a} \frac{J_1\left(\pi m N \frac{U}{E_a}\right)}{\pi m N \frac{U}{E_a}} \Bigg| \frac{-2\pi N + \frac{\pi}{2}}{} \qquad (1)$$

în care:

- $I_k$ — curentul corespunzător fasciculului de electroni;
- $E_a$ — tensiunea continuă anodică;
- $U$ — amplitudinea tensiunii de înaltă frecvență în interiorul cavității, corespunzătoare spațiului parcurs de electroni;
- $m$ — coeficientul de modulație al fasciculului;
- $N$ — timpul de tranzit al electronilor, dus și întors în spațiul dintre anodă și reflector măsurat în perioade;
- $J_1(z)$ — funcția Bessel de ordinul întîi de argument $z$.

$N$ este dat de relația

$$2\pi N = k\omega \frac{\sqrt{E_a}}{E_a + E_r} \qquad (2)$$

în care s-a notat

$k$ — factor care depinde de geometria tubului;
$\omega = 2\pi f$ — frecvența unghiulară a oscilației;
$(-E_r)$ — tensiunea de valoare negativă a electrodului de reflexie.

Expresia (1) poate fi pusă și sub forma

$$\mathbf{Y}_e = 2m^2 N \frac{I_k}{E_a} \frac{J_1(z)}{z} \underbrace{\left| -\alpha + \frac{\pi}{2} \right.}_{} = Y_{e0} \underbrace{\left| -\alpha + \frac{\pi}{2} \right.}_{} \qquad (3)$$

în care

$$Y_{e0} = 2\pi m^2 N \frac{I_k}{E_a} \frac{J_1(z)}{z} \qquad (4\,a)$$

$$z = \pi m N \frac{U}{E_a} \qquad (4\,b)$$

$$\alpha = 2\pi N = k\omega \frac{\sqrt{E_a}}{E_a + E_r}. \qquad (4\,c)$$

Pentru înțelegerea funcționării clistronului ca oscilator este important să se studieze modul de variație al admitanței $\mathbf{Y}_e$ în funcție de $N$.

Din relația (1) rezultă că admitanța este o conductanță pură negativă pentru

$$N = N_b = \frac{3}{4}; 1\frac{3}{4}; 2\frac{3}{4}; \cdots; n\frac{3}{4} \qquad (5)$$

ceea ce corespunde cu observațiile făcute mai înainte că în aceste condiții energia dată de electroni cîmpului din interiorul cavității este maximă.

Argumentul admitanței, $\arg \mathbf{Y}_e = -2\pi N + \frac{\pi}{2}$, este funcție numai de mărimea $N$ care crește cînd $E_r$ scade și este independentă de $U$ (2).

Modulul admitanței, $\mathbf{Y}_{e0}$, crește o dată cu $N$ la valori mici ale variabilei $z$ (deci pentru $U$ mic).

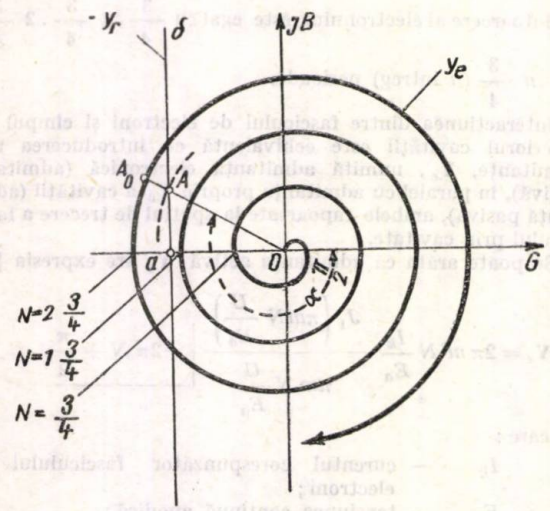



Fig. 2. *Locul descris de admitanța electronică* $\mathbf{Y}_e$ *la variația tensiunii* $E_r$ *a electrodului de reflexie și locul descris de admitanța* $-\mathbf{Y}_r$ *la variația frecvenței*

Rezultă că atunci cînd $N$ crește, admitanța $\mathbf{Y}_e$ corespunzătoare unei anumite valori $U$, descrie o spirală în sens invers sensului trigonometric și conductanța trece pe rînd prin valori pozitive și negative (fig. 2).

Variația modulului admitanței în funcție de $U$ pentru o anumită valoare a lui $N$ este determinată de factorul $\frac{J_1(z)}{z}$.

Factorul $\frac{J_1(z)}{z}$ are valoarea maximă egală cu 0,5 pentru $z = 0$, deci pentru $U = 0$ și scade atunci cînd $U$ crește trecînd prin zero la $z = 3{,}83$.

În diagrama din figura 2, curba cu linie plină reprezintă variația admitanței pentru $U = 0$ (în momentul amorsării

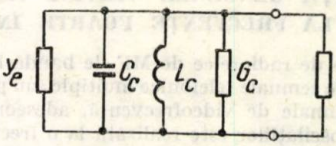



Fig. 3. *Schema echivalentă a cavității rezonatoare, constituită dintr-o capacitate* $C_c$, *o inductivitate* $L_c$ *și o conductanță* $G_c$ *în paralel cu admitanța electronică* $\mathbf{Y}_e$ *și admitanța de sarcină transformată* $\chi^2 \mathbf{Y}_e$

oscilației). Cînd tensiunea $U$ crește spirala se contractă; curba cu linie întreruptă reprezintă curba admitanței pentru o anumită valoare a tensiunii $U$.

Cavitatea rezonatoare este echivalentă în ceea ce privește schimbul de putere activă și reactivă care are loc la intrarea în cavitatea rezonatoare, cu un circuit derivație constituit dintr-o capacitate $C_c$, o inductanță $L_c$ și o conductanță $G_c$ (fig. 3). Circuitul are frecvență de rezonanță $\omega_r$ și un factor de calitate $Q_c$.

Notînd cu $\mathbf{Y}_c$ admitanța cavității se poate scrie

$$\mathbf{Y}_c = G_c + j\omega_r C_c \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \simeq G_c + j2\, C_c (\omega - \omega_r) \qquad (6)$$

Sarcina cuplată cu cavitatea poate fi reprezentată printr-o admitanță $\mathbf{Y}_s$; ea este transformată în rapotul $\chi^2$ de sistemul de cuplaj între cavitate și sarcină.

Admitanța $\mathbf{Y}_s$ transformată în raportul $\chi^2$ este constituită în general dintr-o parte rezistivă și o parte reactivă

$$\chi^2 \mathbf{Y}_s = \chi^2 G_s + j\chi^2 B_s$$

Admitanțele $\mathbf{Y}_c$ și $\chi^2 \mathbf{Y}_s$ se găsesc în paralel cu admitanța electronică $\mathbf{Y}_e$.

Condiția de regim staționar de oscilație a clistronului se exprimă egalînd cu zero suma admitanțelor $\mathbf{Y}_e$, $\mathbf{Y}_c$ și $\chi^2 \mathbf{Y}_s$. Se obține astfel relația:

$$\mathbf{Y}_e(U, \omega, N) + \mathbf{Y}_c(\omega) + \chi^2 \mathbf{Y}_s(\omega) = 0 \qquad (7)$$

sau

$$\mathbf{Y}_e(U, \omega, N) = -\mathbf{Y}_r(\omega) \qquad (8)$$

în care $N$ depinde de $\omega$ și de $E_r$ și

$$\mathbf{Y}_r = \mathbf{Y}_c + \chi^2 \mathbf{Y}_s$$

Egalînd cu zero partea reală și partea imaginară a ecuației (8) rezultă frecvența de oscilație și amplitudinea $U$ a tensiunii dată de oscilator în regim staționar, pentru o anumită valoare a tensiunii reflectorului. Atunci cînd tensiunea reflectorului este variată, $N$ variază și în același timp se modifică frecvența de oscilație și amplitudinea $U$ a tensiunii.

Suprapunînd peste tensiunea de polarizare $E_{r0}$ din punctul mediu de lucru, tensiunea de modulație, se obține modulația de frecvență a oscilației.

În cazul cînd $B_s = 0$, suma admitanțelor $\mathbf{Y}_c$ și $\chi^2 \mathbf{Y}_s$ poate fi pusă sub forma

$$\mathbf{Y}_r = \mathbf{Y}_c + \chi^2 \mathbf{Y}_s = G_r + j\omega_r C_c \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \simeq G_r + j2\, C_c (\omega - \omega_r) \qquad (9)$$

în care

$$G_r = G_c + \chi^2 G_s$$

Fenomenele fizice care au loc pot fi explicate cu ajutorul diagramei din figura 2, construită pe baza relațiilor (8) și (9).

În diagrama din figura 2 curba de variație cu frecvența, a admitanței $-\mathbf{Y}_r$ este reprezentată prin dreapta $\delta$. Abscisa $oa$ reprezintă conductanța $-G_r$, iar ordonata $aA$ reprezintă susceptanța $-\omega_r C_c \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)$ care variază aproximativ proporțional cu ecartul de frecvență față de frecvența de rezonanță.

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca admitanța totală corespunzătoare admitanței $\mathbf{Y}_e + \mathbf{Y}_r$ să fie negativă. Prin urmare punctul care reprezintă pe $\mathbf{Y}_e$ pentru $U = 0$ trebuie să se găsească la stînga dreptei $\delta$; de exemplu punctul $A_0$, determinat de intersecția curbei $\mathbf{Y}_e$ pentru $U = 0$ (curba trasată cu linie plină) cu raza vectoare care face cu axa reală unghiul $-2\pi N + \frac{\pi}{2}$.

În aceste condiții ia naștere o oscilație de amplitudine crescătoare și $z$ crește. Rezultă că modulul admitanței $\mathbf{Y}_e$ se micșorează (curba respectivă se contractă) în timp ce argumentul ei $-2\pi N + \frac{\pi}{2}$ rămîne constant, astfel încît punctul care reprezintă pe $\mathbf{Y}_e$ se mișcă pe raza $OA_0$ apropiindu-se de origină pe măsură ce $U$ crește.

Construcția grafică exprimă egalitatea dintre modulele și argumentele admitanțelor $\mathbf{Y}_e$ și $-\mathbf{Y}_r$ în punctul $A$, în care sînt satisfăcute ecuațiile de regim staționar de oscilație (8).

Din relația dintre argumente se deduce:

$$\arg \mathbf{Y}_r(\omega) = -2\pi N + \frac{\pi}{2}. \qquad (10)$$

Într-o primă aproximație se poate considera că $N$ este independent de frecvență și în acest caz frecvența rezultă în mod simplu din relația (10).

Din relația dintre module rezultă amplitudinea $U$.

Dacă tensiunea $E_r$ variază în ritmul semnalului de modulație se modifică unghiul razei vectoare $OA$ și deci distanța $aA$ proporțională cu $-\omega_r C_c \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)$.

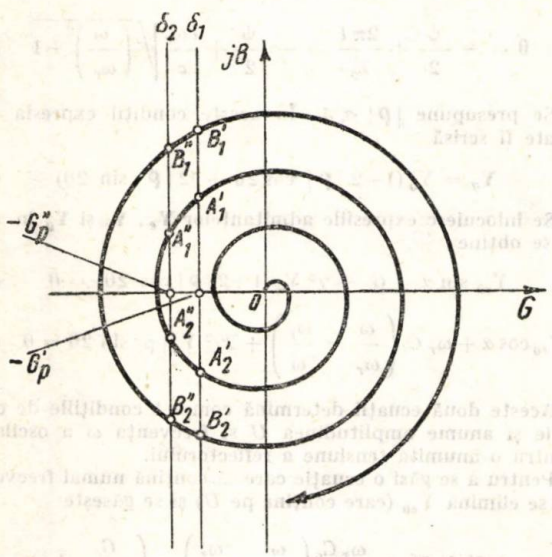



Fig. 4. *Curba descrisă de admitanța electronică* $\mathbf{Y}_e$ *și curbele descrise de admitanța.* $\mathbf{Y}_r$ *în două cazuri: cu o sarcină mare* $(A''B'')$ *și cu o sarcină mică* $(A'B')$

În diagrama din figura 4 dreptele $\delta_1$ și $\delta_2$ reprezintă admitanțele cavității rezonatoare luate cu semn schimbat în două cazuri cu sarcini de conductanțe diferite.

Din analizarea acestor diagrame se pot trage următoarele concluzii:

— Există mai multe moduri de oscilații după valoarea în jurul căreia se găsește $N: \frac{3}{4}; 1\frac{3}{4}; 2\frac{3}{4}$ (în general modul $\frac{3}{4}$ nu se poate obține).

— Limitele de variație ale frecvenței în funcție de $E_r$ sînt cu atît mai mari cu cît modul de oscilație este mai ridicat,

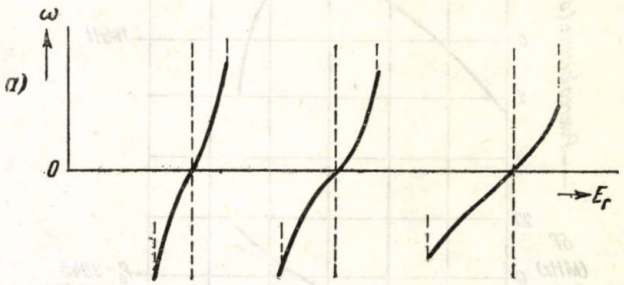



Fig. 5. a *Curba frecvenței oscilatorului cu clistron reflex în funcție de tensiunea reflectorului*

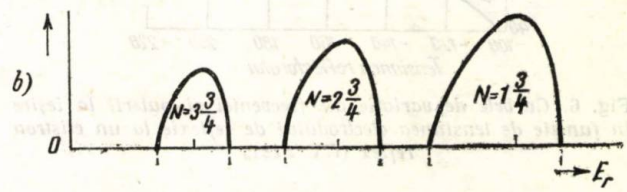



Fig. 5. b — *Curba puterii oscilatorului cu clistron reflex în funcție de tensiunea reflectorului*

de exemplu în limitele $A_1A_2$ pentru modul $1\frac{3}{4}$ și în limitele $B_1B_2$ pentru modul $2\frac{3}{4}$.

— Pentru același mod de oscilație limitele de variație ale frecvenței sînt cu atît mai mari cu cît conductanța $G_r$ este mai mică (rezistența de sarcină este mai mică) $A_1'A_2'$ pentru conductanța $G_r'$ și $A_1''A_2''$ pentru conductanța $G_r''$ · $(G_r' \ll G_r'')$ $\left(N = 1\frac{3}{4}\right)$.

— Panta caracteristicii de modulație este cu atît mai mare cu cît $G_r$ este mai mare și cu cît modul de oscilație este mai ridicat.

Tensiunea care ia naștere este cu atît mai mare cu cît punctul care reprezintă pe $\mathbf{Y}_r$ este mai depărtat de curba admitanței $\mathbf{Y}_e$ corespunzătoare tensiunii $U = 0$ și unui anumit mod de oscilație.

Este ușor de văzut că puterea activă cedată de cîmpul cavității are valoarea:

$$P = \frac{E_a I_k}{\pi N} z J_1(z) \sin 2\pi N. \qquad (11)$$

Pentru valorile mărimii $N$ date de (5), puterea este negativă deci absorbită de cavitate. Puterea este maximă pentru valorile $z$ care fac produsul $zJ_1(z)$ maxim [aceste valori sînt nulurile funcției $J_0(z)$]

În figura 5 *a* este reprezentată variația frecvenței, iar în figura 5 *b* variația puterii date de oscilatorul cu clistron în funcție de tensiunea $E_r$ a reflectorului, care au loc în conformitate cu concluziile deduse mai sus. În figura 6 este reprezentată variația frecvenței și a puterii pentru un oscilator cu clistron reflex pentru un anumit mod de oscilație [7].

Se vede că variația frecvenței este liniară cu variația tensiunii reflectorului într-o bandă de circa 10 MHz, deci

se poate obține o caracteristică de modulație liniară într-o bandă largă de frecvență.

Din curba de variație a puterii rezultă că în același timp cu modulația de frecvență apare și o modulație de amplitudine; modulația de amplitudine poate fi eliminată cu ajutorul limitatoarelor de amplitudine. Limitarea se face în general

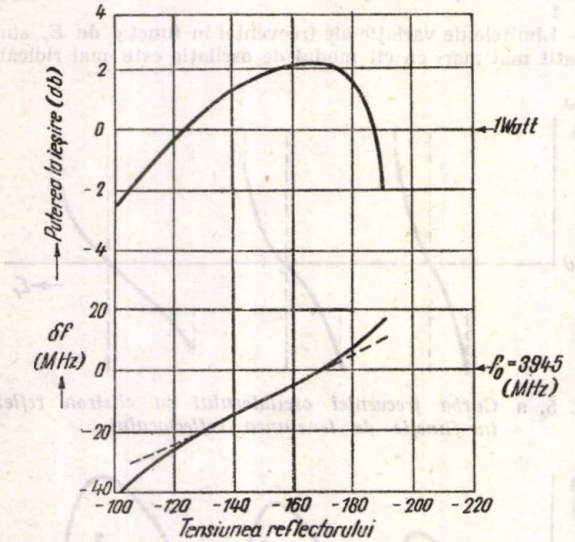



Fig. 6. *Curbele de variație ale frecvenței și puterii la ieșire în funcție de tensiunea electrodului de reflexie la un clistron reflex (CV 2187)*

după o prealabilă transpunere a oscilației, prin heterodinare, la o frecvență mai puțin ridicată.

Cu tubul clistron se poate obține o deviație de frecvență suficient de liniară într-o bandă de frecvență de 2,5—5% din frecvența de centru, dar banda de acord electronic este mai mare [9], [10].

## 3. STUDIUL ANALITIC AL CARACTERISTICII DE MODULAȚIE A CLISTRONULUI REFLEX

Modularea în frecvență cu ajutorul clistronului reflex se folosește în instalațiile de radiorelee cu un număr mare de canale, unde este necesar să se obțină o foarte bună liniaritate a carcteristicii de modulație în funcție de tensiunea de modulație pentru ca distorsiunile și diafonia între căi să rămînă în limitele admise.

Obținerea unei bune liniarități este importantă și în cazul transmisiunii semnalelor de televiziune cu ajutorul radioreleelor.

Rezultă de aici importanța unui studiu aprofundat al caracteristicii de modulație a clistronului reflex.

În cazul cînd sarcina cuplată cu cavitatea rezonatoare este pur rezistivă și independentă de frecvență, caracteristica de modulație în $S$ inversat este determinată de procesele electrice care au loc la producerea oscilațiilor modulate în frecvență, puse în evidență în diagrama din figura 2. Neliniaritatea caracteristicii de modulație în acest caz este pusă în evidență în curbele din figura 5 a.

În general sarcina cuplată cu cavitatea este reprezentată printr-o admitanță avînd în același timp o parte reală și o parte imaginară. Acesta este în special cazul cavității rezonante cuplate cu sarcina, presupusă pur rezistivă, prin intermediul unui ghid de undă. Ținînd seamă că între ghidul de undă și sarcină nu poate fi realizată o adaptare perfectă, rezultă că admitanța echivalentă la intrarea ghidului este constituită dintr-o conductanță în paralel cu o susceptanță și prezintă rezonanță multiplă.

Din cauza admitanței pe care o introduce ghidul de undă în paralel cu admitanța electronică $\mathbf{Y}_e$ și admitanța $\mathbf{Y}_c$ a cavității, admitanța totală variază în timpul modulației, o dată cu modificarea frecvenței, mai ales în jurul frecvențelor de rezonanță. În aceste condiții poate rezulta o importantă mărire a neliniarității caracteristicii de modulație. În dezvoltările care se vor face pentru a se deduce frecvența de oscilație se va ține seama și de acest efect numit efect de tîrîre (pulling effect).

Pentru a se deduce caracteristica de modulație, se pleacă de la condiția de oscilație (8) în care se înlocuiește $\mathbf{Y}_s$ prin admitanța $\mathbf{Y}_g$ de intrare în ghid; se obține

$$\mathbf{Y}_e(U, \omega, N) + \mathbf{Y}_c(\omega) + \chi^2 \mathbf{Y}_g(\omega) = 0 \qquad (12)$$

în care:

$$\mathbf{Y}_e = Y_{e0}\, e^{-j\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)}$$

$$\mathbf{Y}_c = G_c + j\omega_r C_c \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right).$$

Admitanța de intrare în ghid are o expresie similară cu a admitanței de intrare a unei linii neadaptate la sarcină și este dată de [11].

$$\mathbf{Y}_g = Y_0 \frac{1 - \rho_e e^{-j2\frac{2\pi l}{\lambda_g}}}{1 + \rho_e e^{-j2\frac{2\pi l}{\lambda_g}}} = Y_0 \frac{1 - |\rho| e^{-j2\theta}}{1 + |\rho| e^{-j2\theta}}, \qquad (13)$$

în care:

$Y_0$ — admitanța caracteristică a ghidului;

$\rho = |\rho| \psi$ — coeficientul de reflexie pentru tensiune, al ghidului;

$\psi$ — argumentul coeficientului de reflexie;

$l$ — lungimea ghidului;

$\lambda_g = \dfrac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\dfrac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$ — lungimea de undă în ghid;

$\lambda = \dfrac{2\pi}{\omega} c$ — lungimea de undă în spațiul liber;

$\lambda_c = \dfrac{2\pi}{\omega_c} c$ — lungimea de undă critică a ghidului de undă;

$c$ — viteza luminii.

$$\theta = -\frac{\psi}{2} + \frac{2\pi l}{\lambda_g} = -\frac{\psi}{2} + \frac{l\omega_c}{c}\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 - 1} \qquad (14)$$

Se presupune $|\rho| \ll 1$. În aceste condiții expresia (13) poate fi scrisă

$$\mathbf{Y}_g = Y_0 (1 - 2|\rho| \cos 2\theta + j2|\rho| \sin 2\theta) \qquad (15)$$

Se înlocuiesc expresiile admitanțelor $\mathbf{Y}_e$, $\mathbf{Y}_c$ și $\mathbf{Y}_g$ în (12) și se obține:

$$Y_{e0} \sin\alpha + G_c + \chi^2 Y_0 (1 - 2|\rho| \cos 2\theta) = 0 \qquad (16)$$

$$Y_{e0} \cos\alpha + \omega_r C_c \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right) + 2\chi^2 Y_0 |\rho| \sin 2\theta = 0 \qquad (17)$$

Aceste două ecuații determină complet condițiile de oscilație și anume amplitudinea $U$ și frecvența $\omega$ a oscilației pentru o anumită tensiune a reflectorului.

Pentru a se găsi o ecuație care să conțină numai frecvența $\omega$, se elimină $Y_{e0}$ (care conține pe $U$) și se găsește

$$2|\rho| \sin 2\theta + \frac{\omega_r C_c}{\chi^2 Y_0}\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right) - \left(\frac{G_c}{\chi^2 Y_0} + 1 - 2|\rho| \cos 2\theta\right) \operatorname{ctg}\alpha = 0 \qquad (18)$$

Se studiază relația (18) presupunînd că $\omega$ și $E_r$ variază în jurul valorilor pentru care $\operatorname{ctg}\alpha = 0$ și $\omega = \omega_r$.

Deoarece $|\rho| \ll 1$ și $\operatorname{ctg}\alpha \ll 1$, relația de mai sus poate fi scrisă

$$Q_e\left(\frac{\omega}{\omega_r}-\frac{\omega_r}{\omega}\right)-\operatorname{ctg}\alpha+2\rho_e\sin 2\theta=0 \qquad (19)$$

în care

$$\rho_e=\frac{|\rho|}{\dfrac{G_c}{\chi^2 Y_0}+1};\quad Q_e=\frac{\omega_r C_c}{G_c+\chi^2 Y_0} \qquad (20)$$

$Q_e$ este factorul de calitate al cavității încărcate în cazul ghidului adaptat.

Se presupune că sarcina pe care lucrează ghidul este pur rezistivă și independentă de frecvență. Rezultă că $\rho$ este real și independent de frecvență și $\psi$ este zero sau $\pi$.

Relația (19) exprimă dependența dintre $\omega$ și $E_r$ deci definește caracteristica de modulație a clistronului reflex.

Se notează :

$\omega_0$ — frecvența purtătoarei (egală cu frecvența de centru la semnale mici) ;

$E_{r0}$ — tensiunea reflectorului corespunzătoare frecvenței de oscilație ;

$\omega_b$ — frecvența de referință ;

$E_{rb}$ — tensiunea reflectorului corespunzătoare frecvenței $\omega_b$ ;

$$\alpha_b=2\pi N_b=k\omega_b\frac{\sqrt{E_a}}{E_a+E_{rb}}$$

$E_{rb}$ și $\omega_b$ satisfac relația

$$k\omega_b\frac{\sqrt{E_a}}{E_a+E_{rb}}=2\pi N_b=2\pi\left(n+\frac{3}{4}\right)\quad (n \text{ întreg})$$

În locul variabilelor $\omega$ și $E_r$ se vor introduce variabilele normate

$$x=\frac{2Q_e(\omega-\omega_b)}{\omega_b} \qquad (21)$$

$$y=\alpha_b\frac{E_r-E_{rb}}{E_a+E_{rb}}. \qquad (22)$$

Relația dintre $x$ și $y$ poate fi pusă sub forma

$$x=b_0+b_1y+b_2y^2+b_3y^3+\ldots+\rho_e R(\omega) \qquad (23)$$

Ultimul termen se anulează odată cu $\rho_e$.

Pentru a se deduce coeficienții $b$ din relația de mai sus se dezvoltă în serie Taylor primii doi termeni ai expresiei (19) care sînt funcții de $\omega$ și $E_r$ și deci de $x$ și $y$, în jurul valorilor $x=0$, $y=0$.

Se ia $\omega_b=\omega_r$ și se presupune că frecvențele $\omega_0$ și $\omega_r$ diferă puțin între ele și că $\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}\ll 1$. Se neglijează termenii de ordinul al doilea de mărime din dezvoltare și se obține

$$x_b+\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)x-y-\frac{1}{4Q_e}x^2+\frac{1}{\alpha_b}y^2-\frac{1}{3}y^3-\frac{1}{2Q_e}xy+$$
$$+\frac{\alpha_b}{2Q_e}y^2x-\frac{\alpha_b^2}{4Q_e^2}yx^2+2\rho_e\sin 2\theta=0 \qquad (24)$$

în care

$$x_b=2Q_e\frac{(\omega_b-\omega_r)}{\omega_b}=0$$

Se înlocuiește (23) în (24) și se obține prin identificare

$$b_0=-\frac{x_b}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}}=0 \qquad (25\ a)$$

$$b_1=\frac{1}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}} \qquad (25\ b)$$

$$b_2=\frac{1}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}}\left[\frac{1}{4Q_e}(b_1^2+2b_1)-\frac{1}{\alpha_b}\right]=$$
$$=-\frac{1}{\left(1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}\right)^3\alpha_b}\left[1+\frac{\alpha_b}{4Q_e}\right] \qquad (25\ c)$$

$$b_3\simeq\frac{1}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}}\left[\frac{1}{3}-\frac{\alpha_b}{2Q_e}b_1+\right.$$
$$\left.+\frac{\alpha_b^2}{4Q_e^2}b_1^2\right]\simeq\frac{1}{3\left(1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}\right)^3}\left(1-\frac{\alpha_b}{2Q_e}+\frac{\alpha_b^2}{4Q_e^2}\right) \qquad (25\ d)$$

și

$$R(\omega)=-\frac{1}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}}2\sin 2\theta. \qquad (26)$$

Se poate deci scrie, reținînd termenii cei mai importanți din relația (23).

$$x=\frac{1}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}}\left[y-\frac{1}{\left(1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}\right)^2\alpha_b}\left(1+\frac{\alpha_b}{4Q_e}\right)y^2+\right.$$
$$\left.+\frac{1}{3\left(1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}\right)^2}\left(1-\frac{\alpha_b}{2Q_e}+\frac{\alpha_b^2}{4Q_e^2}\right)y^3\right]-\frac{2\rho_e}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}}\sin 2\theta \qquad (27)$$

Această relație reprezintă caracteristica de modulație.

Dacă tensiunea de modulație este relativ mică și coeficientul de reflexie $\rho_e$ este redus, într-o primă aproximație se poate scrie

$$\frac{dx}{dy}\simeq\frac{1}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}} \qquad (28)$$

Ținînd seamă de relațiile (21), (22) se deduce panta caracteristicii dinamice

$$\frac{d\omega}{dE_r}=\frac{\alpha_b\omega_b}{2(E_a+E_{rb})Q_e}\frac{1}{1+\dfrac{\alpha_b}{2Q_e}} \qquad (29)$$

Panta este cu atît mai mare cu cît ordinul modulului de lucru este mai mare ($\alpha_b$ mare) și cu cît $Q_e$ este mai mic (cavitatea mai încărcată) ceea ce corespunde cu deducțiile anterioare.

Exemplu : Se dă $f_r=4\,000$ MHz, $\alpha_b=2\times\dfrac{3}{4}$ rad $=$ $=17{,}3$ rad, $Q_e=100$, $E_a=450$ V, $E_r=100$ V

Rezultă

$$\frac{df}{dE_r}=0{,}58\ \text{MHz/V}$$

Termenii în $y^2$ și $y^3$ caracterizează neliniaritățile provenite din relația neliniară dintre argumentul admitanței de intrare a cavității și frecvență și din relația neliniară dintre argumentul admitanței electronice și tensiunea reflectorului.

Ultimul termen caracterizează neliniaritatea produsă de efectul de tîrîre. Pentru a se putea studia influența acestui termen asupra variației frecvenței oscilatorului se dezvoltă în serie argumentul $2\theta$ în jurul valorii $\omega=\omega_0$. Plecînd de la expresia (15) și păstrînd numai primii doi termeni din dezvoltare se găsește :

$$2\theta=2\theta_0+\tau(\omega-\omega_0) \qquad (30)$$

unde

$$2\theta_0 = -\psi + 2\frac{l\omega_c}{c}\sqrt{\left(\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)^2 - 1} \qquad (31)$$

şi

$$\tau = -2\frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = 2\frac{l\omega_0}{c\omega_c}\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega_0}{\omega_c}\right)^2 - 1}} \qquad (32)$$

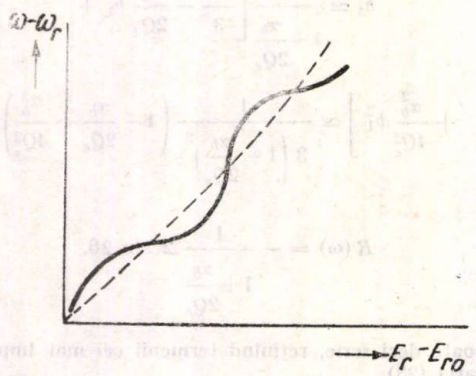



Fig. 7. *Caracteristica de modulaţie a clistronului reflex. Ondulaţiile sînt datorite fenomenului de tîrîre*

Ultimul termen al expresiei (27) devine aşadar:

$$x = \theta = \frac{2\rho_e}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}} \sin\left[2\theta_0 + \tau(\omega - \omega_0)\right] \qquad (33)$$

Într-o primă aproximaţie variaţia $\omega - \omega_0$ a frecvenţei poate fi exprimată printr-o relaţie liniară în funcţie de variaţia tensiunii reflectorului în jurul valorii medii *Ero* în baza relaţiei (29).

În figura 7 este reprezentată caracteristica de modulaţie definită de relaţia (27). Forma oscilatorie a curbei este determinată de ultimul termen al relaţiei (27) şi corespunde fenomenului de tîrîre care are loc în cazul cînd ghidul de undă este terminat neadaptat.

Pentru valori mari ale coeficientului de reflexie, caracteristica de modulaţie poate prezenta discontinuităţi (în care pante este infinită ) [12]. Fenomenul este similar cu cel care are loc la un cuplaj strîns al circuitului oscilatorului cu un al doilea circuit acordat [6].

## 4. CALCULUL FACTORILOR DE DISTORSIUNE

Se vor calcula în primul rînd factorii de distorsiune datoriţi neliniarităţilor exprimate prin termenii în $y^2$ şi $y^3$ din relaţia (27).

Pentru a se determina factorii de distorsiune într-un punct de funcţionare definit de o tensiune $E_{r0}$ a reflectorului diferită de tensiunea $E_{rb}$ de referinţă se va folosi expresia factorului de transfer diferenţial (Anexa 1) [13].

$$F_d(\Delta) = 1 + L_1\Delta + L_2\Delta^2 \qquad (34)$$

În acest caz avem:

$$\Delta = \alpha_b\frac{E_{r0} - E_{rb}}{E_a + E_{rb}} \simeq \frac{2Q_e(\omega_0 - \omega_r)}{\omega_r}\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right) \qquad (35)$$

$$L_1 = \frac{2b_2}{b_1} = -\frac{2}{\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)^2\alpha_b}\left(1+\frac{\alpha_b}{4Q_e}\right) \qquad (36\ a)$$

$$L_2 = \frac{3b_3}{b_1} = \frac{1}{\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)^2}\left(1-\frac{\alpha_b}{2Q_e}+\frac{\alpha_b^2}{4Q_e^2}\right). \qquad (36\ b)$$

Presupunînd că amplitudinea tensiunii de modulaţie aplicate la reflector este $U_m$ şi că deviaţia de frecvenţă corespunzătoare este $\Delta\omega$, factorii de distorsiune se calculează cu formulele date în anexa 1 în care se înlocuieşte $U_m$ prin

$$\alpha_b\frac{U_m}{E_a + E_{rb}} = \left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)2Q_e\frac{\Delta\omega}{\omega_r}$$

Rezultă

$$d_2 = \left(\frac{1}{4}L_1 + \frac{1}{2}L_2\Delta\right)\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)2Q_e\frac{\Delta\omega}{\omega_r} \qquad (37)$$

şi

$$d_3 = \frac{1}{12}L_2\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)^2 4Q_e^2\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_r}\right)^2 = \frac{1}{3}\left(1-\frac{\alpha_b}{2Q_e}+\right.$$

$$\left.+\frac{\alpha_b^2}{4Q_e^2}\right)Q_e^2\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_r}\right)^2 \simeq \frac{1}{3}\frac{1}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}Q_e^2\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_r}\right)^2 \qquad (38)$$

Pentru a se calcula factorii de distorsiune corespunzători fenomenului de tîrîre se presupune că semnalul este sinusoidal şi se înlocuieşte în expresia (33):

$$\omega - \omega_0 = \Delta\omega\cos\omega_m t$$

Se dezvoltă în serie Fourier expresia (33) şi se găseşte

$$x_\theta = -\frac{2\rho_e}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\left[\sin 2\theta_0\cos(\tau\Delta\omega\cos\omega_m t) + \right.$$

$$\left. + \cos 2\theta_0\sin(\tau\Delta\omega\cos\omega_m t)\right] = -\frac{2\rho_e}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\left[J_0(\tau\Delta\omega)\sin 2\theta_0 + \right.$$

$$+ 2J_1(\tau\Delta\omega)\cos 2\theta_0\cos\omega_m t - 2J_2(\tau\Delta\omega)\cdot\sin 2\theta_0\cos 2\omega_m t -$$

$$\left. - 2J_3(\tau\Delta\omega)\cos 2\theta_0\cos 3\omega_m t\right]. \qquad (39)$$

Variaţia corespunzătoare a frecvenţei se obţine din relaţia

$$\omega - \omega_r = \frac{x_\theta\,\omega_r}{2Q_e}.$$

Se deduc de aici factorii de distorsiune corespunzători armonicilor de ordinul 2 şi 3.

$$d_2 = \frac{2}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\frac{|\rho|\chi^2 Y_0}{\omega_0 C_c}J_2(\tau\Delta\omega)\sin 2\theta_0 \simeq$$

$$\simeq \frac{2}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\frac{|\rho|}{Q_e}J_2(\tau\Delta\omega)\sin 2\theta_0 \quad (\sin 2\omega_m t) \qquad (40\ a)$$

$$d_3 = \frac{2}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\frac{|\rho|\chi^2 Y_0}{\omega_0 C_c}J_3(\tau\Delta\omega)\cos 2\theta_0 \simeq$$

$$\simeq \frac{2}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\frac{|\rho|}{Q_e}J_3(\tau\Delta\omega)\cos 2\theta_0 \quad (\cos 3\,\omega_m t) \qquad (40\ b)$$

În cazul cînd $\tau\Delta\omega < 1$ folosind relaţia $J_n(x) \simeq \frac{x^n}{2^n\,n!}$

se deduce

$$d_2 = \frac{1}{4\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)} \frac{|\rho|}{Q_e}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)(\tau\,\omega_0)^2 \sin 2\theta_0 \quad (\sin 2\omega_m t) \tag{41 a}$$

$$d_3 = \frac{1}{24\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)} \frac{|\rho|}{Q_e}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 (\tau\Delta\omega_0)^3 \cos 2\theta_0 \quad (\cos 3\omega_m t) \tag{41 b}$$

Factorii de distorsiune sînt cu atît mai mari cu cît factorii $|\rho|, \frac{1}{Q_e}, \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ și $\tau\omega_0$ sînt mai mari. Se observă că factorii de distorsiune $d_2$ și $d_3$ se anulează pentru valorile $\theta_0$ care anulează respectiv pe $\sin 2\theta_0$ și $\cos 2\theta_0$.

Calcularea factorilor de distorsiune pentru valorile parametrilor $l$, $\Delta f$, $Q_e$ întîlniți curent în practică [12], [14] ne arată că efectul de tîrîre asupra distorsiunilor neliniare, este foarte important chiar la coeficienții de reflexie foarte mici.

Exemplu : Se dă $f_0 = 4\,000$ MHz, $\Delta f = 4$ MHz, $f_c = 2\,500$ MHz, $l = 6{,}5$ m, $Q_e = 100$, $d_2 = 10^{-3}$. Să se calculeze $|\rho|$ maxim admisibil.

Se deduce din (32), $\tau\Delta\omega = 1{,}4$. Din tabelele de funcții Bessel [15] se găsește $J_2(\tau\Delta\omega) = 0{,}207$. Se ia $\sin 2\theta_0 = 1$ și rezultă $|\rho|_{max} = 1{,}1 \times 10^{-4}$.

Se poate trage concluzia că, în cazul oscilatorului cu clistron reflex modulat în frecvență, trebuie luate măsuri pentru a se realiza un coeficient de reflexie foarte mic la ghidul de undă pe care debitează clistronul. Se utilizează în acest scop dispozitive cu efecte giromagnetice sau cu efecte de rezonanță magnetică, cu ferite. Aceste dispozitive unidirecționale prezintă o atenuare mică, de 1...3 dB pentru unda directă și o atenuare mare de 20...30 dB pentru unda reflectată. Cu ajutorul mai multor dispozitive unidirecționale în cascadă se poate realiza un coeficient de reflexie suficient de mic încît efectul de tîrîre să devină neglijabil.

## 5. MIJLOACE DE LINIARIZARE A CARACTERISTICII DE MODULAȚIE PENTRU ANULAREA DISTORSIUNILOR DE ORDINUL DOI ȘI TREI

Pentru a se satisface condițiile severe impuse factorilor de distorsiune în transmisiunea de semnale telefonice multiple în sistemele de radiorelee se folosesc diferite mijloace de liniarizare a caracteristicii de modulație.

Factorul de distorsiune $d_2$ dat de formula (33) se anulează pentru un ecart relativ al frecvenței de centru $\omega_0$ față de frecvența $\omega_r$, dat de relația

$$\Delta = \frac{2Q_e(\omega_0-\omega_r)}{\omega_r}\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right) = -\frac{L_1}{2L_2} = \frac{1+\frac{\alpha_b}{bQ_e}}{\alpha_b\left(1-\frac{\alpha_b}{2Q_e}+\frac{\alpha_b}{4Q_e^2}\right)^2} \tag{42}$$

de unde

$$\frac{\omega_0-\omega_r}{\omega_r} = \frac{1}{2Q_e\left(1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}\right)\alpha_b} \cdot \frac{1+\frac{\alpha_b}{4Q_e}}{1-\frac{\alpha_b}{2Q_e}+\frac{\alpha_b^2}{4Q_e^2}} \tag{43 a}$$

Deoarece în general $\frac{\alpha_b}{2Q_e} \ll 1$, relația (43 a) poate fi pusă sub forma

$$\frac{\omega_0-\omega_r}{\omega_r} \simeq \frac{1}{2Q_e\alpha_b} \tag{43 b}$$

*Exemplu* : Se presupune $f_r = 4\,000$ MHz, $\alpha_b = 2\pi \times 2\,\frac{3}{4}$ rad $= 17{,}3$ rad, $Q_e = 100$. Se cere să se calculeze dezacordul necesar pentru anularea armonicii de ordinul 2. Utilizînd formula (43 b), rezultă $\frac{\omega_0-\omega_r}{\omega_r} \simeq 3{,}0 \times 10^{-4}$.

Se observă că o dată cu apariția distorsiunilor corespunzătoare armonicilor de ordin par, are loc și o modificare a frecvenței de centru, cu atît mai mare cu cît $\Delta\omega$ este mai mare ; o dată cu apariția distorsiunilor corespunzătoare armonicilor impare se modifică și deviația de frecvență ; în general însă acest ultim efect este puțin important.

Factorii de distorsiune dați de relațiile (37) și (38) scad atunci cînd $Q_e$ scade, dar trebuie observat că în același timp perturbațiile de fluctuații introduse de clistron se măresc [13].

Armonica de ordinul 3, datorită caracteristicii de modulație în S inversat a clistronului poate fi compensată prin armonica de ordinul 3 produsă de efectul de tîrîre într-un ghid de undă auxiliar de lungime $l_a$, cuplat cu clistronul (fig. 8 c). Lungimea $l_a$ a ghidului auxiliar se alege astfel ca armonica de ordinul 2, datorită efectului de tîrîre să fie nulă și ca factorul de distorsiune dat de (41 b) să fie negativ. Rezultă $2\theta_0 = (2n+1)\pi$ și dacă ghidul este deschis la capăt ($\psi = 0$) se găsește

$$l_a = (2n+1)\frac{\lambda g}{4} \tag{44}$$

Notînd cu $\rho_a$ și cu $\tau_a$ respectiv coeficientul de reflexie și timpul de întîrziere a undei în ghidul auxiliar, din condiția de compensare a armonicii de ordinul 3 și ținînd seama de (38) și (41 b) rezultă relația

$$8Q_e^3 - |\rho_a|(\tau_a\omega_0)^3 = 0 \tag{45}$$

*Exemplu* : Se dă $f_0 = 4\,000$ MHz, $\Delta f = 4$ MHz, $f_c = 2\,500$ MHz $Q_e = 100$, $d_3 = 10^{-3}$. Se va calcula $l_a$ și $\rho_a$ din condițiile de anulare a armonicii de ordinul 3.

Se ia $l_a \simeq 2{,}6$ m și rezultă $\tau_a\Delta\omega, = 0{,}56$, $\tau_a\omega_0 = 0{,}56 \times 1\,000$ și $|\rho_a| = 4{,}5 \times 10^{-2}$.

Pentru compensarea armonicilor, la ghidul de undă auxiliar trebuie prevăzută posibilitatea de a efectua două reglaje : unul al lungimii ghidului de undă (cu ajutorul unui piston la capătul ghidului de undă) și altul al coeficientului de reflexie cu ajutorul unui atenuator [12], [19]. Din cauza dificultăților de reglaj această metodă este mai puțin folosită.

Reglajul experimental al clistronului pentru liniarizarea caracteristicii de modulație se poate face observînd la osciloscopul catodic curba factorului de transfer diferențial, aplicînd pe plăcile verticale tensiunea obținută de la un discriminator liniar și pe plăcile orizontale tensiunea de vobulare.

În această metodă, deviația de frecvență corespunzătoare semnalului de modulație trebuie să fie suficient de mică față de deviația maximă de frecvență utilizată (de exemplu 0,2 MHz la o deviația maximă de frecvență de 4 MHz). Curba poate fi ridicată la diferite frecvențe de modulație (de exemplu, 0,1 MHz, 1 MHz).

Excursia punctului mediu de funcționare, obținută prin vobulare, trebuie să acopere întreaga bandă de lucru.

Se face reglajul tensiunii reflectorului astfel ca în punctul mediu de funcționare, curba factorului de transfer diferențial să prezinte un minim. În cazul cînd este prevăzută și posibilitatea de compensare a armonicii de ordinul 3 prin reglaj se poate realiza un minim aplatisat, ceea ce este avantajos. O dată cu modificarea tensiunii reflectorului se modifică și frecvența de centru, dar cu ajutorul dispozitivului de acord mecanic al cavității, frecvența este readusă la valoarea corectă, avînd totdeauna grijă de a avea condițiile normale în ceea ce privește tensiunea anodică și temperatura.

Se observă că în cazul cînd se face reglajul pentru puterea maximă dată de clistron, punctul mediu de funcționare astfel găsit nu satisface condițiile optime de liniarizare.

Un reglaj mai precis, dar care cere un aparataj de măsură mai complex, se poate face determinînd condițiile în care distorsiunile introduse de modulator sînt minime.

## 6. STABILITATEA ÎN MENȚINEREA CONDIȚIILOR DE LINIARIZARE PENTRU ANULAREA ARMONICII DE ORDINUL 2

S-a arătat în paragraful precedent că punctul mediu de funcționare al clistronului poate fi astfel ales, prin modificarea tensiunii $E_{ro}$ a reflectorului, ca factorul de distorsiune $d_2$ să se anuleze. Este important însă de observat că sistemul poate ieși din reglajul corect din următoarele cauze:

Modificarea tensiunii de alimentare $E_{ro}$ a reflectorului datorită stabilizării insuficiente a tensiunii; modificarea tensiunii de alimentare $E_a$ a anodei; modificarea frecvenței de rezonanță $\omega_r$ a cavității cu temperatura.

Fiind dat factorul de distorsiune $d_2$ admisibil, din relația (37) ($\alpha_b$ și $Q_e$ fiind dați) se deduce abaterea maximă admisibilă a mărimii $\Delta$ față de valoarea dată de (42) și din relația (29) se deduce gradul de stabilitate care trebuie impus tensiunii de alimentare a reflectorului. (Se observă că în general rezultă un grad de stabilitate foarte ridicat).

În cazul cînd s-ar utiliza reglarea automată a frecvenței de centru (RAF) prin reglarea tensiunii reflectorului clistronului modulat, sistemul ar fi readus în condițiile corecte de lucru $\omega_{ro}$ și $E_{ro}$ rămînînd aproape neschimbați, dar ar apărea inconvenientele arătate mai departe.

Deoarece frecvența de centru depinde și de tensiunea anodică $E_a$ este necesară și o bună stabilizare a acestei tensiuni.

Modificarea frecvenței $\omega_r$ atrage după sine variația frecvenței $\omega_0$. Plecînd de la relația $k\omega_r \frac{\sqrt{E_a}}{E_a + E_{rb}} = 2\pi N_b$ se deduce

$$\frac{\Delta\omega_r}{\omega_r} = \frac{E_{rb}}{E_a + E_{rb}} \tag{46}$$

iar din relațiile (21), (22) ținînd seamă că tensiunea $E_{ro}$ rămîne neschimbată, se obține

$$\Delta\frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_r} = -\frac{\alpha_b}{2Q_e}\,\frac{1}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\,\frac{E_{rb}}{E_a + E_{rb}} = -\frac{\alpha_b}{2Q_e}\,\frac{1}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}}\,\frac{\Delta\omega_r}{\omega_r} \tag{47}$$

de unde

$$\frac{\Delta\omega_0}{\Delta\omega_r} \simeq \frac{1}{1+\frac{\alpha_b}{2Q_e}} \tag{48}$$

Deoarece $\frac{\alpha_b}{2Q_e} \ll 1$, rezultă că frecvența de centru $\omega_0$ urmărește de aproape frecvența de rezonanță $\omega_r$.

Din relațiile de mai sus se deduce că dacă frecvența de rezonanță a cavității se modifică cu $\Delta\omega_r$, dezacordul necesar pentru anularea armonicii de ordinul 2, (43) nu se mai păstrează; se observă însă că modificarea dezacordului relativ, egală cu

$$\Delta\frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_r} \simeq -\frac{\alpha_b}{2Q_e}\,\frac{\Delta\omega_r}{\omega_r} \tag{49}$$

reprezintă o mică fracțiune din variația relativă $\frac{\Delta\omega_r}{\omega_r}$ a frecvenței de rezonanță și nu afectează apreciabil condițiile de lucru.

În cazul însă cînd sistemul lucrează cu RAF prin reglajul tensiunii reflectorului, frecvența de centru este readusă la valoarea corectă, dar modificarea tensiunii $E_{ro}$ poate afecta în măsură destul de mare condițiile de lucru. Presupunînd că reglajul este perfect ($\Delta\omega_0 = 0$), dezacordul relativ $\frac{\omega_0 - w_r}{\omega_r}$ se modifică de data aceasta cu valoarea $-\frac{\Delta\omega_r}{\omega_r}$, mult mai mare decît în cazul fără RAF.

Pentru a se evita acest important inconvenient se pot folosi următoarele mijloace: reglajul automat al frecvenței prin modificarea tensiunii reflectorului unui al doilea clistron de heterodinare care nu este modulat (fig. 8 b), reglajul electromecanic al frecvenței clistronului, realizarea unei stabilități suficient de mari a frecvenței clistronului din punct de vedere termic, mecanic și în raport cu tensiunile de alimentare astfel încît să nu mai fie necesar reglajul automat al frecvenței [16].

## 7. CLISTRONUL CU DOUĂ CAVITĂȚI REZONATOARE

Se poate obține o caracteristică de modulație în frecvență mai liniară și o caracteristică de amplitudine de o lărgime de bandă mai mare (corespunzătoare atenuării de 3dB) cuplînd cavitatea clistronului cu o a doua cavitate rezonatoare [17], [18].

Se arată că atunci cînd cavitățile sînt acordate pe aceeași frecvență, pentru anumite valori ale raportului $\frac{Q_1}{Q_2}$ între factorii de calitate ai celor două cavități și pentru un anumit cuplaj se poate obține o bună liniarizare a caracteristicii de modulație prin anularea armonicii de ordinul 3 (analog cazului compensării cu ajutorul unei linii suplimentare). Se observă însă că distorsiunile pot crește mult atunci cînd apare un dezacord între frecvențele de rezonanță ale celor două cavități sau atunci cînd cuplajul între cavități este mare. Avantajele arătate mai sus, în cazul clistronului cu două cavități cuplate, se realizează în schimbul unei instalații mai complexe și a unui reglaj mai dificil.

## 8. TIPURI DE INSTALAȚII DE EMISIE CU OSCILATOR CU CLISTRON REFLEX

Oscilatorul cu clistron reflex modulat în frecvență poate fi montat în mai multe moduri, referindu-ne în special la instalațiile de radiorelee:

1) oscilatorul cu clistron reflex modulat în frecvență este cuplat cu ghidul de undă de alimentare a antenei printr-un izolator cu ferită (fig. 8 schema *a*).

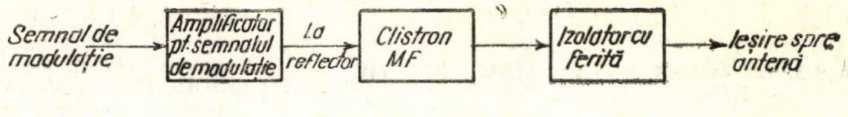
2) Oscilatorul cu clistron reflex modulat în frecvență excită un tub de hiperfrecvență, de obicei un tub cu undă progresivă; între clistron și amplificator se intercalează un izolator cu ferită sau un atenuator.

3) Oscilațiile produse de clistronul reflex modulat, de frecvență $f_0$ (de exemplu 4 100 MHz) și oscilațiile produse de un clistron reflex nemodulat, de frecvență $f_0 - f_i$ (de exemplu 4 030 MHz), sînt aplicate unui schimbător de frecvență. La ieșirea din schimbătorul de frecvență rezultă o oscilație de frecvență intermediară $f_i$ (70 MHz) care este trecută mai departe printr-un amplificator, un limitator și un corector de fază. Clistronul modulat este cuplat cu schimbătorul de frecvență prin intermediul unui izolator cu ferită (fig. 8 schema *b*). Tensiunea de reglare automată a frecvenței, luată de la un discriminator lucrînd pe frecvența $f_i$ se aplică la reflectorul clistronului nemodulat.

Semnalul de modulație poate fi un semnal cu o mare bandă de frecvență, de exemplu un semnal multicăi telefonic sau un semnal de videofrecvență.

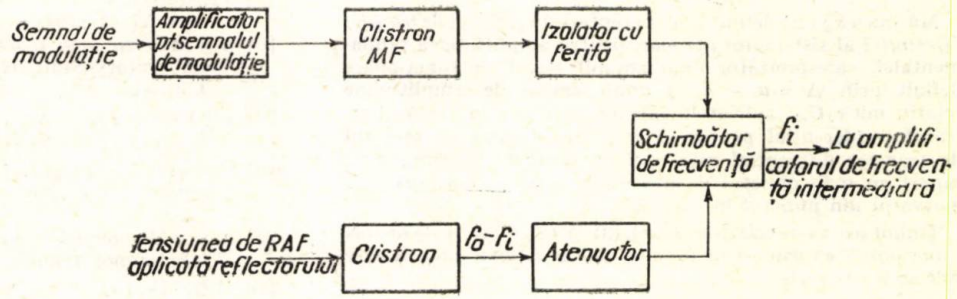
Reglarea frecvenței purtătoare pune probleme diferite după cum valoarea medie a semnalului este zero (cazul semnalului multipul telefonic sau a semnalului de videofrecvență neaxat), sau este diferită de zero (cazul semnalului de videofrecvență axat).

În primul caz, frecvența purtătoarei coincide cu frecvența de centru (frecvența medie), în cazul al doilea frecvența purtătoare este diferită de frecvența de centru și corespunde vîrfurilor impulsurilor de sincronizare. Reglarea corectă a frecvenței purtătoate este cerută pentru a se obține o bună liniaritate a caracteristicii de modulație ceea ce este foarte important în special în cazul transmisiunii unui semnal multiplu telefonic.



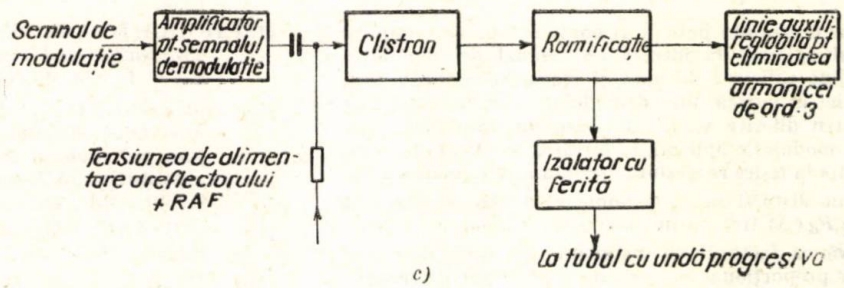

a)

Fig. 8. a — *Schema-bloc a unui oscilator cu clistron reflex modulat în frecvență cuplat cu ghidul de undă de alimentare a antenei, prin intermediul unui izolator cu ferită;*




b)

Fig. 8. b — *Schema-bloc a sistemului format din: oscilator cu clistron reflex modulat în frecvență, oscilator de heterodină cu clistron reflex și schimbător de frecvență (clistronul modulat este cuplat cu schimbătorul de frecvență prin intermediul unui izolator cu ferită);*




c)

Fig. 8. c — *Schema-bloc a sistemului format din oscilatorul cu clistron reflex modulat în frevență și linia auxiliară de compensare a armonicii de ordinul 3.*

## 9. CONCLUZII

Cu ajutorul clistronului reflex se poate realiza modulația în frecvență a oscilațiilor, cu semnale de bandă largă, obținîndu-se o deviație de frecvență suficient de mare cu o liniaritate bună.

Cu toate dificultățile în ceea ce privește obținerea unei bune stabilități a frecvenței de centru și a liniarizării caracteristicii de modulație, clistronul reflex constituie în prezent mijlocul cel mai eficace de obținere a modulației de frecvență în instalațiile de radioreleu de mare capacitate.

Deși există încă posibilități de îmbunătățire a sistemului de modulație în frecvență cu clistron reflex în ceea ce privește stabilitatea, liniaritatea caracteristicii de modulație și raportul semnal/perturbații, se pot întrevedea în viitor posibilități cel puțin egale, în ceea ce privește performanțele, la modulatoarele de frecvență cu varactoare sau la modulatoarele de fază cu divizarea spectrului semnalului de bandă largă în mai multe subbenzi. Aceste sisteme ar putea prezenta avantaje față de clistron în ceea ce privește gradul de complexitate a instalației și siguranța de funcționare.

## ANEXA 1

### Factorul de transfer diferențial

Caracteristica de modulație $v = f(u)$ în jurul punctului mediu de funcționare de abscisă $u_0$, poate fi dedusă în funcție de condițiile de funcționare în jurul unui punct de abscisă $u_b$ (luat ca referință) diferită de $u_0$.

Notînd:

$$\Delta = u_0 - u_b, \quad u'_m = u_m + \Delta$$

în care $u_m = U_m \cos \omega_m t$ reprezintă semnalul de modulație, caracteristica de modulație

$$v = f(u_0 + u_m) = f(u_b + u'_m) \qquad (1\ a)$$

poate fi pusă sub forma

$$v = f(u_b + u'_m) = b_0 + b_1 u'_m + b_2 u'^2_m + b_3 u'^3_m + \ldots \qquad (1\ b)$$

Se deduce de aici

$$v_0 = f(u_0) = f(u_b + \Delta) = b_0 + b_1\Delta + b_2\Delta^2 + b_3\Delta^3 + \ldots \qquad (2\ a)$$

$$a_1 = f'(u_0) = f'(u_b + \Delta) = b_1 + 2b_2\Delta + 3b_3\Delta^2 + \ldots, \qquad (2\ b)$$

$$a_2 = \frac{1}{2} f''(u_0) = \frac{1}{2} f''(u_b + \Delta) = b_2 + 3b_3\Delta + \ldots, \qquad (2\ c)$$

$$a_3 = \frac{1}{3!} f'''(E_{go}) = \frac{1}{3!} f'''(E_{gb} + \Delta) = b_3 + \ldots \qquad (2\ d)$$

Amplitudinile armonicilor de ordinele 1, 2, 3 corespunzătoare mărimii modulate $v$, atunci cînd semnalul de modulație $u_m = U_m \cos \omega_m t$ este aplicat în punctul mediu, de abscisă $u_0$ (deduse prin dezvoltarea în serie a funcției $v$ în jurul acestui punct și păstrînd numai termenii pînă la ordinul 3 în dezvoltare), au valorile

$$V_1 = a_1 u_m + \frac{3a_3}{4} U^3_m\ ; \quad V_2 = \frac{a_2}{2} U^2_m\ ; \quad V_3 = \frac{a_3}{4} U^3_m \qquad (2)$$

Ținînd seamă de (2 b) se deduce

$$V_1 \simeq a_1 U_m = (b_1 + 2b_2\Delta + 3b_3\Delta^2) U_m$$

și

$$F_d(\Delta) = \frac{\Delta_1 \omega}{b_1 U_m} = 1 + L_1 \Delta + L_2 \Delta^2 \qquad (4)$$

în care

$$L_1 = \frac{2b_2}{b_1}, \; L_2 = \frac{3b_3}{b_1} \qquad (5)$$

Mărimea $F_d(\Delta)$ definită de (4) reprezintă *factorul de transfer diferențial* al sistemului neliniar, pentru amplitudinea fundamentalei, corespunzător unui anumit punct de funcționare definit prin $\Delta = u_0 - u_b$ și unui semnal de amplitudine relativ mică $U_m$ aplicat la intrare, raportat la factorul de transfer diferențial pentru $\Delta = 0$. Se observă că factorul de transfer diferențial este egal cu derivata mărimii $v$ în raport cu $u$ în punctul de abscisă $u = u_b + \Delta$ raportat la derivatul din punctul în care $\Delta = 0$.

Ținînd seamă de relațiile (2b, c), (3) și (5), factorii de distorsiune pot fi exprimați în funcție de $\Delta$. Atunci cînd $\Delta$ este mic se poate scrie

$$d_2 \approx \frac{a_2}{2a_1} \simeq \frac{b_2 + 3b_3\Delta}{2b_1} U_m = \left(\frac{1}{4} L_1 + \frac{1}{2} L_2 \Delta\right) U_m \qquad (6)$$

$$d_3 = \frac{a_3}{4a_1} U_m^2 \simeq \frac{b_3}{4b_1} U_m^2 = \frac{1}{12} L_2 U_m^2 \qquad (7)$$

Curba care reprezintă pe $F_d(\Delta)$ poate fi ușor determinată experimental aplicînd la intrare un semnal de modulație de amplitudine suficient de mică și măsurînd amplitudinea fundamentalei la ieșirea unui demodulator cu caracteristica liniară, pentru diferite valori $\Delta$. Dacă amplitudinea $U_m$ a tensiunii de modulație aplicată la intrarea în modulator este mică, oscilația la ieșire reprezintă aproximativ fundamentala.

Factorul de distorsiune $d_2$ se anulează pentru valoarea $\Delta$ pentru care $F_d(\Delta)$ trece prin maxim sau minim.

Se observă că factorul de distorsiune de ordinul $n$ este aproximativ proporțional cu derivata $F_d^{(n-1)}(\Delta)$ și se anulează în același timp cu această derivată.

Rezultă că liniaritatea caracteristicii de modulație în jurul unei anumite valori $\Delta$ este cu atît mai bună cu cît este mai plată curba factorului $F_d$ în jurul acestui punct.

## *BIBLIOGRAFIE*


[1] CARTIANU, GH.: *Considerații privind calculul tuburilor de reactanță și al sistemelor cu reacție comportîndu-se ca o reactanță*, Telecomunicații, 7 (1963), nr. 2, martie-aprilie, pag. 56–64.

[2] KÎNZER, J. P. și J. F. LAIDIG: *Engineering Aspects of the TH Microwave Radio Relay System*, B.S.T.J., vol. XI (1961), november, pag. 1 459–1 494.

[3] LÎBOÎS, L. J. și M. THUE: *Les nouveaux systémes de faisceaux hertziens de l'administration Française des P.T.T.*, *L'Onde électrique* (1957), november, pag. 919–936.

[4] GÎNZTON, E. L. și A. E. HARRISON: *Reflex Klystron, Oscillators*, P.I.R.E., vol. 34 (1947), march. pag. 97.

[5] TERMAN, F. E.: *Radio Engineering*, Mc. Graw Hill, New York, (1947), § 8.7.

[6] x x x *Very high frequency techniques*, Radio Research Laboratory Staff, Harward University (1947), vol. 2, § 31–6.

[7] PÎERCE, I. și W. SHEPHERD: *Reflex oscillators*, B.S.T.J., vol. 26 (1947), pag. 460.

[8] ÎVANOV, A. B. și L. N. SOSNOVSKII: *Impulstie peredatciki S.V.C.*, Sovetskoe radio, Moskva, 1956, partea 6-a.

[9] x x x *Radioreleinaia liniia sviazi TD-2*, Voprosî radiolokaționnoi tehniki, Vîp. 6, 1953, pag. 166–201.

[10] LÎBOÎS, I. J.: *Faisceau Hertziens et systèmes de modulation*. Editions Chiron, 1958, Paris.

[11] CARTIANU, GH.: *Bazele radiotehnicii*, vol. II, Editura didactică și pedagogică, București, 1962, § 17–24.

[12] FAGOT, J. și PH. MAGNE: *La modulation de frequence*, Société Française de documentation électronique, § 5.4, 1959.

[13] HOUGHTON, E. W., R. W. HATCH: *F.M. Terminal Transmitter and Receiver for the TH Radio System*, B.S.T.J., vol. 40, (1961), nov., pag. 1587–1627.

[14] GJESSÎNG, D. T.: *A Simple Investigation of the Cross-Modulation Arising from the Pulling Effect in a Frequency-Modulated Klystron*, The Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Part. B., nr. 29 (1959), sept., pag. 473–477.

[15] CARTIANU, GH.: *Ciastotnaia moduliația*, Ediția II-a, Editura Meridiane, București, 1964.

[16] GUCKER, G. B.: *Long-Term Frequency stability for a Reflex Klystron without the Use of External Cavities*, B.S.T.J. vol. 41 (1962), may, pag. 945–958.

[17] BERCELI, T. și J. GONDA: *Investigations on Linearity and Stability of Klystron Modulators*, Proceedings of the second colloquium on Microwave Communication, Akadémiai Kiadó, 1963, Budapest.

[18] REED, E. D.: *A Coupled Resonator Reflex Klystron*, B.S.T.J., vol. XXXII, (1953), may, nr. 3, pag. 715–766.

[19] ROETKEN, A. A., K.D. SMITH, R. W. FRÎÎS: *The TD-2 Microwave Radio Relay System*, B.S.T.J., vol. 30 (1951), oktober, pag. 1 041–1 077.

Prof. ing. PAUL POSTELNICU

# Metode de stabilire a normelor de diafonie pentru sistemele de transmisiuni telefonice

## 1. CALCULUL ZGOMOTULUI DE DIAFONIE ÎN FUNCȚIE DE ABATEREA DIAFONICĂ

### 1.1. Generalități

Datorită cuplajelor prin cîmpul electromagnetic sau cuplajelor galvanice, o parte din energia semnalelor transmise pe un circuit telefonic, trec în celelalte circuite de pe aceiași linie metalică (linia aeriană sau în cablu simetric), producînd un efect de diafonie.

Mărimea diafoniei formează una din caracteristicile cele mai importante care determină calitatea unui circuit telefonic și care are repercusiuni asupra costului liniilor și echipamentelor. Pentru a stabili norme justificate din punct de vedere tehnic și economic privind limitele admisibile pentru această caracteristică, este nevoie să se calculeze zgomotul de diafonie și să se determine efectul acestuia asupra calității transmisiunii (asupra echivalentului de referință al circuitului). Dacă măsura sau calculul diafoniei în cazul aplicării unui semnal artificial (o undă sinusoidală sau cu un spectru adecvat), ca semnal perturbator, formează o problemă relativ simplă, determinarea efectului diafoniei asupra calității transmisiei formează o problemă complicată și care prezintă o serie de dificultăți. Din aceste motive, literatura referitoare la această problemă este redusă exprimînd în unele cazuri puncte de vedere diferite, îndeosebi în ceea ce privește calculul zgomotului de diafonie.

În cele ce urmează se analizează problema generală a diafoniei și se propune o metodă pentru calculul zgomotului datorit acestui efect.

### 1.2. Atenuarea diafonică și abaterea diafonică

Trecerea unei părți din energia transmisă pe un circuit considerat perturbator, în circuitul considerat perturbat, este strîns legată de fenomenul de propagare și de sensul de transmisiune al semnalelor, distingîndu-se două efecte de diafonie : paradiafonia, sau diafonia la capătul apropiat al circuitului, și telediafonia, sau diafonia la capătul depărtat.

În cazul sistemelor telefonice de curenți purtători, diafonia apare între căile de transmisie, ale căror benzi de frecvență transmise în linie, coincid parțial sau total. Ținînd seama îndeosebi de acest fapt, pentru a nu se face confuzii, este mai potrivit să se vorbească de diafonia între căile de transmisiune telefonică, în loc de diafonia între circuite.

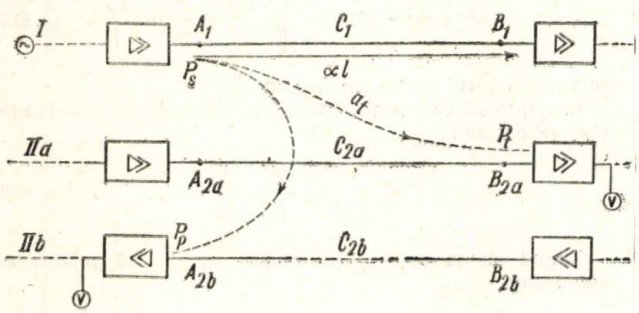



Fig. 1

Curenții de diafonie pot fi reprezentați schematic ca în figura 1, unde se consideră calea I-a perturbatoare și căile II *a* și II *b*, perturbate. Considerînd că II *a* și II *b* formează cele două căi de transmisiune ale unui circuit telefonic, circuitele fizice corespunzătoare ( *C* 2 *a* și *C* 2 *b*) sînt distincte în cazul circuitelor pe patru fire de frecvență vocală sau pe sisteme de curenți purtători și se confundă (sînt formate dintr-o singură pereche de conductoare) în cazul circuitelor de frecvență vocală pe două fire.

În cazul sistemelor telefonice de curenți purtători, trebuie să se evite efectul de paradiafonie și în acest scop, cele două sensuri de transmisiune sînt separate, fie în frecvență (în cazul sistemelor pe două fire) fie în două cabluri simetrice diferite sau cuarte diferite, separate printr-un ecran (în cazul sistemelor pe patru fire). În acest caz, așa cum se arată în figura 2*a*, undele de paradiafonie rămîn fără efect și apare

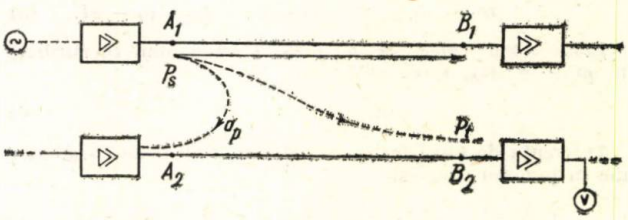



Fig. 2. *a*

numai efectul de telediafonie. Este însă de observat că în cazul unei neadaptări de impedanță, curenții de paradiafonie reflectați în capătul $A_2$ și curenții de paradiafonie datoriți

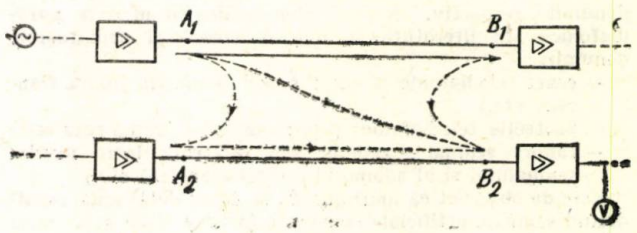



Fig. 2. *b*

undei semnalului reflectată în capătul $B_1$ măresc telediafonia efectivă, așa cum se arată în figura 2 *b* prin linii punctate.

Presupunînd că pe calea I se trimite un semnal sinusoidal (de măsură) și că secțiunile de linie sînt închise la capete cu impedanțele lor caracteristice, atenuarea de paradiafonie $a_p$ și atenuarea de telediafonie $a_t$ sînt date de relațiile :

$$a_p = \frac{1}{2} \ln \frac{P_s}{P_p} \text{ și } a_t = \frac{1}{2} \ln \frac{P_s}{P_t} \text{ [N]}, \qquad (1)$$

în care $P_s$ este puterea aparentă a semnalului în punctul $A_1$, $P_p$, puterea aparentă a curenților de paradiafonie în capătul $A_{2b}$ (în sensul $B - A$) și $P_t$, puterea aparentă a curenților de telediafonie, în capătul $B_{2a}$.

Dacă impedanțele pe care se aplică puterile $P_s$, $P_p$ și $P_t$, sînt egale, rezultă :

$$a_p = \ln \frac{U_s}{U_p} \text{ și } a_t = \ln \frac{U_s}{U_p} \qquad (2)$$

unde tensiunile $U_s$ și $U_p$, corespund puterilor $P_s$ și $P_p$.

În cazul că se consideră căile II (II *a* și II *b* în fig. 1 și II în fig. 2) ca perturbatoare și calea I, perturbată, atenuările $a_p$ și $a_t$ au aceiași valoare. Rezultă că în cazul cînd semnalele pe cele două căi considerate au aceiași tărie, efectul de diafonie este același în ambele sensuri. Pentru a avea în medie această situație, în cazul real al transmiterii semnalelor de convorbire, este necesar ca nivelurile relative la ieșirea din amplificatoarele de linie pe cele două căi considerate să fie egale. În caz contrar, calea cu nivel relativ mai mic este defavorizată. În cele ce urmează se presupune că este îndeplinită această condiție, care corespunde situației reale obișnuite în cazurile practice.

Ținînd seama de această observație și considerînd figura 1, să presupunem că se transmit semnale pe cele trei căi și că nivelul acestora la ieșirea din amplificatoare (în $A_1$, $A_{2a}$

și $B_{2b}$) este $n_s$. Nivelurile puterilor perturbatoare $P_t$ și $P_p$ (în căile II *a* și II *b*) au valorile (vezi fig. 1)

$$n_t = n_s - a_t \text{ și } n_p = n_s - a_p \tag{3}$$

Considerînd calea II *a*, nivelul semnalului (perturbat), în punctul $B_{2a}$ este

$$n'_s = n_s - \alpha l \tag{4}$$

Diferența de nivel între semnal și zgomotul de telediafonie în punctul $B_{2a}$ este deci

$$\Delta_t = n'_s - n_t = n_s - \alpha l - n_s + a_t = a_t - \alpha l \tag{5}$$

Considerînd calea II *b*, nivelul semnalului (perturbat) în punctul $A_{2b}$, este deasemeni

$$n'_s = n_s - \alpha l \tag{6}$$

Diferența de nivel între semnal și zgomotul de paradiafonie în punctul $A_{2b}$, este

$$\Delta_p = n'_s - n_p = n_s - \alpha l - n_s + a_p = a_p - \alpha l \tag{7}$$

Evident, efectul perturbator al diafoniei este dat de diferențele sau abaterile de nivel $\Delta_t$ și $\Delta_p$, nu de atenuările $a_t$ și $a_p$. În cazul sistemelor telefonice de curenți purtători efectul perturbator este dat numai de abaterea $\Delta_t$ (vezi fig. 2).

Diferențele de nivel $\Delta_t$ și $\Delta_p$, definite mai sus, pot fi denumite respectiv, abatere telediafonică și abatere paradiafonică. În literatură se mai utilizează și următoarele denumiri :

— ecart telediafonic și ecart paradiafonic (în limba franceză etc.)
— protecție telediafonică și paradiafonică (limba rusă etc.)
— raport semnal — zgomot sau diferența între nivelul semnalului și al zgomotului (limba engleză etc.)

Este de observat că mărimile $\Delta_t$ și $\Delta_p$ se determină considerînd semnale artificiale constante în timp și ele reprezintă diferența între nivelul semnalului și al zgomotului de diafonie în acest caz.

În cazul cînd nivelul relativ la ieșirea din amplificatoare pe calea I *a* este mai mare cu $\delta n$, decît cel pe căile II-*a* și II-*b* (vezi fig. 1) va trebui să considerăm și nivelul semnalului de măsură pe calea I-*a*, mai mare cu $\delta n$.

În acest caz, abaterile dintre nivelul semnalului și nivelul zgomotului de diafonie, în căile II-*a* și II-*b* (vezi fig. 1) în punctele $B_{2a}$ și $A_{2b}$, au valorile

$$\Delta_t = a_t - \alpha l - \delta n \text{ și } \Delta_p = a_p - \alpha l - \delta n \tag{8}$$

Considerînd căile II-*a* și II-*b* perturbatoare, se obține pentru calea I-*a* :

$$\Delta_t = a_t - \alpha l + \delta n \text{ și } \Delta_p = a_p - \alpha l + \delta n \tag{9}$$

Mărimile $\Delta_t$ și $\Delta_p$ reprezintă în acest caz abaterile diafonice și au aceiași semnificație ca și în cazul particular, cînd $\delta n = 0$.

Ele reprezintă deci denivelarea între nivelul semnalului și nivelul zgomotului de diafonie, la intrarea corespunzătoare în amplificator, în secțiunea de amplificare considerată, adică în general

$$\Delta = n'_s - n_z \tag{10}$$

unde $n'_s$ este nivelul semnalului și $n_z$ este nivelul zgomotului (de telediafonie sau paradiafonie).

Notînd puterea semnalului și puterea zgomotului cu $P_s$ și $P_z$, relația de mai sus este echivalentă cu următoarea :

$$P_z = P_s \, e^{-2\Delta}$$

Considerînd, două căi de transmisiune cu același sens, avînd *m* secțiuni de amplificare, așa cum se arată în figura 3, curenții de telediafonie, introduși în calea II-*a*, în secțiunea de amplificare *k*, se propagă în extremitatea $E_2$ a căii, suferind aceeași atenuare ca și semnalul. Se notează cu $P_{tk}$, puterea curenților de telediafonie introduși în secțiunea *k* și măsurați în punctul $E_2$, cu $P_{se}$, puterea semnalului în același punct și cu $\Delta_{tk}$ abaterea telediafonică în secțiunea *k*.

Deoarece curenții semnalului și cei de diafonie suferă, așa cum s-a spus mai sus, aceeași atenuare, abaterea $\Delta_{tk}$ se păstrează, și în punctul $E_2$ rezultă relația

$$P_{tk} = P_{se} \, e^{-2\Delta_{tk}} \tag{11}$$

Curenții de telediafonie induși în cele *m* secțiuni de amplificare se adună în capătul de recepție $E_2$, ca putere și puterea totală este deci dată de relația :

$$P_T = P_{se} \sum_{k=1}^{m} e^{-2\Delta tk} \tag{12}$$

sau

$$P_T = m \, P_{se} \, e^{-2\Delta tm} \tag{13}$$

în care $\Delta tm$ este abaterea medie, definită de cele două relații (12) și (13). Dacă $\Delta tk$ are aceeași valoare $\Delta t$ în cele *m* secțiuni, evident $\Delta tm = \Delta t$.

Abaterea telediafonică, în capătul de recepție al căii, este deci, conform relației (13),

$$\Delta T = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{se}}{P_T} = \Delta t - \frac{1}{2} \ln m. \tag{14}$$

Considerînd două căi de transmisie în sens contrar (căile I-*a* și II-*b* din fig. 1), se obține în mod analog la capătul de recepție, abaterea parafonică

$$\Delta P = \Delta p - \frac{1}{2} \ln m. \tag{15}$$

În relațiile (14) și (15) intervine numărul secțiunilor de amplificare *m*. Se pune problema cum variază abaterile diafonice, în cazul unui circuit de lungime *L* dată, în funcție de numărul secțiunilor de amplificare, ținînd seama că atenuările diafonice $a_t$ și $a_p$ depind de lungimile *l* ale secțiunilor, deci de *m*.

În cazul cablelor simetrice, atenuarea de telediafonie, a unei secțiuni de linie de lungime *l*, formată din bucăți de cablu (bucăți de fabricație) de lungime *s*, este dată de relația (1)

$$a_t = \ln \left| \frac{1}{\omega k_t \sqrt{Z_1 \, Z_2}} \right| \cdot \sqrt{\frac{s}{l}} + \alpha l, \tag{16}$$

în care

*kt* este coeficientul de cuplaj de telediafonie pe lungimea de fabricație *s* iar $Z_1$ și $Z_2$ ,impedanțele caracteristice ale celor două circuite considerate.

Din relația (16) se deduce că abaterea telediafonică, este dată de o relație de forma

$$\Delta t = a_t - \alpha l = \ln \sqrt{\frac{k_t}{l}} = \frac{1}{2} \ln \frac{k_t}{l} \tag{17}$$

în care factorul $k_t$ nu depinde de *l*.

Introducînd expresia abaterii $\Delta t$, dată de (17) în relația (14) se obține :

$$\Delta T = \frac{1}{2} \ln \frac{kt}{l} - \frac{1}{2} \ln m \tag{18}$$

Ținînd seama că $m = L/l$, relația aceasta se poate scrie sub forma

$$\Delta T = \frac{1}{2} \ln \frac{k_t}{l} - \frac{1}{2} \ln \frac{L}{l} = \frac{1}{2} \ln \frac{k_t}{L} \tag{19}$$

Rezultă că abaterea telediafonică la capătul circuitului, nu depinde de numărul stațiilor de amplificare, ci numai de calitatea simetrizării cablului (de $k_t$) și lungimea totală a circuitului (*L*).

Dealtfel, fără a recurge la demonstrația matematică de mai sus, se poate ajunge la această concluzie, prin considerarea fenomenului fizic. Prezența repetoarelor nu modifică atenuarea de telediafonie sau abaterea telediafonică pe întreg circuitul sau pe o porțiune a acestuia, deoarece acestea amplifică în mod egal atît semnalul perturbat cît și curentul perturbator.

Atenuarea paradiafonică pe o secțiune de linie în cablu, presupusă lungă din punct de vedere electric, este dată de relația (1)

$$a_p = \ln \left| \frac{4\sqrt{\alpha s}}{\omega k_p \sqrt{Z_1 Z_2}} \right|,$$

unde $k_p$ este coeficientul de cuplaj pentru paradiafonie.

Se vede din această relație că $a_p$ este independent de $l$ și abaterea paradiafonică este dată de o relație de formă

$$\Delta p = K_p - \alpha l$$

unde $Kp$, nu depinde de $l$.

Ținînd seama de această relație, formula (15) poate fi scrisă sub forma :

$$\Delta P = \Delta p - \frac{1}{2} \ln m = k - \alpha l - \frac{1}{2} \ln m =$$

$$= k - \alpha \frac{L}{m} - \frac{1}{2} \ln m.$$

Cu scăderea numărului $m$, termenul $\alpha l/m$ crește, iar $1/2 \ln m$ scade, însă mai încet. Rezultă că $\Delta P$ este cu atît mai mic cu cît numărul de repetoare este mai mare. De altfel, din examinarea fenomenului fizic, se poate deduce această concluzie în mod calitativ, în sensul că efectul paradiafoniei este cu atît mai puternic cu cît $m$ este mai mare.

În cazul liniilor aeriene se ajunge la aceleași concluzii privind telediafonia.

Relațiile, în ceea ce privește atenuarea paradiafonică sînt ceva mai complicate, însă concluziile calitative sînt aceleași.

Este deasemeni de observat, că abaterea telediafoniei, deci și zgomotul de telediafonie, nu se modifică în funcție de variațiile în timp ale atenuării liniei, așa cum rezultă din relația (17).

Abaterea paradiafonică, așa cum arată relația (21) se modifică în funcție de variațiile atenuării liniei. Efectul de paradiafonie apare numai la circuite de frecvență vocală, la care valorile de atenuare ale liniei sînt mici.

### 1.3. Zgomotul de diafonie

Mărimile $\Delta T$ și $\Delta P$, ne dau abaterile între semnal și zgomot, în cazul că se presupune că se aplică pe cele două căi considerate semnale de măsură (de exemplu, sinusoidale sau cu un spectru adecvat, în banda de frecvență măsurată) constante în timp și avînd același nivel pe cele două căi în punctul de nivel relativ zero, sau cu alte cuvinte avînd o anumită abatere față de nivelul relativ pe care o notăm cu $\Delta sr$. Abaterile diafonice nu depind de abaterea $\Delta sr$, care poate fi egală cu zero, luîndu-se deci nivelul absolut al semnalelor egal cu nivelul relativ (de exemplu aplicîndu-se o putere de 1 mW, la originea căilor — în $O_1$ și $O_2$ din fig. 3 — considerată ca punct de nivel relativ zero).

În cazul semnalelor de convorbire, efectul perturbator nu depinde de nivelul acestora, cu condiția ca în medie în timp, acesta să fie egal pe cele două căi de transmisie în origine (deci în punctele cu același nivel relativ). Deoarece însă zgomotul de diafonie este asociat cu alte zgomote (zgomotul de fond etc.), al căror efect depinde de nivelul semnalelor, se pune problema calculului zgomotului de diafonie. Nivelul absolut al zgomotului de diafonie în punctul de recepție al căii, depinde evident atît de abaterea diafonică ($\Delta T$ sau $\Delta P$), cît și de nivelul absolut al semnalului perturbator (considerat de exemplu în punctul de recepție).

Partea dificilă a problemei constă în faptul că puterea curenților de convorbire este variabilă în timp și că diafonia dintr-o cale telefonică este provocată de semnalele din toate celelalte căi de pe aceiași linie, care coincid cel puțin parțial, ca bandă de frecvență transmisă în linie.

O situație analogă se întîlnește în cazul zgomotului produs de efectul de intermodulație în elementele de grup (în deosebi în repetoare), din sistemele telefonice de curenți purtători. În acest caz se recurge în primul rînd la considerații statistice asupra puteri[1] semnalelor de convorbire și la aprecierea

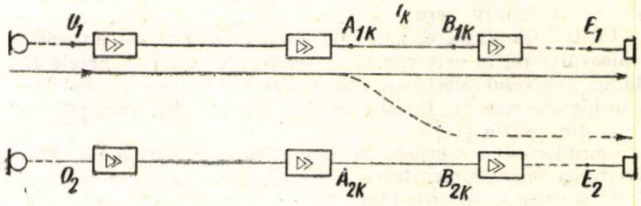



Fig. 3

acesteia cu ajutorul mărimii denumită volum echivalent. Se consideră că în aprecierea efectului perturbator nu trebuie să se țină seama de vîrfurile puterii momentane a semnalului de grup, ci de repartiția statistică a puterii medii a semnalului pe intervale de ordinul 200 ms, măsurată cu un aparat denumit voltmetru și denumită volum echivalent sau volumul semnalului de grup.

Conform recomandărilor CCITT, în calculul zgomotului de intermodulație se consideră volumul echivalent, depășirea căruia se realizează cu probabilitate de 1 % în ora cea mai încărcată (cu alte cuvinte volumul care nu este depășit decît 1 % din timp).

În figura 4, se dă diagrama nivelului $n_m$ al puterii medii în timp a semnalelor în ora cea mai încărcată pe un grup de $N$ căi și a nivelului $n_v$ al puterii, ce trebuie folosite în calculul zgomotului de intermodulație, conform celor spuse mai sus, în punctul de nivel relativ zero (curbele $a$ și $b$).

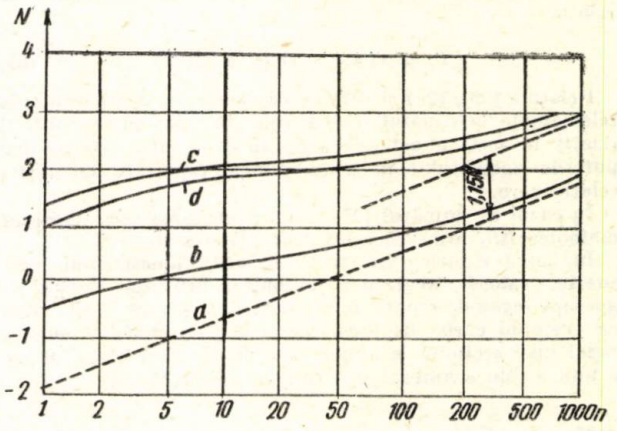



Fig. 4

Dacă notăm cu $p_m$ și $p_v$ puterile corespunzătoare nivelului $n_m$ și $n_v$, $P_m$ și $P_v$ fiind puterile repartizate pe o cale, rezultă

$$p_m = NP_m = e^{-2n_m} \text{ [mW]} \qquad (23)$$

și

$$P_v = NP_v = e^{-2n_v} \text{ [mW]} \qquad (24)$$

De exemplu, în cazul unui grup de 12 căi

$$n_m = -0{,}6 \text{ [N]} \text{ și } n_v = 0{,}3 \text{ [N]}$$

Acestor niveluri le corespund puterile 0,33 [mW], și 1,8 [mW].

În cazul diafoniei, avem o situație analogă, cu deosebirea că cele $N$ căi ce produc diafonia, nu formează grupul de căi al unui sistem, ci căile cu aceiași bandă de frecvență din diferitele sisteme funcționînd pe aceeași linie sau căile de frecvență vocală de pe aceiași linie.

Unii autori [2] folosesc în calculul diafoniei puterea medie, alții, puterea $P_v$ [3]. În ultimul caz citat se ia pe fiecare cale

perturbatoare puterea $P_v$, conform diagramei din figura 4, corepunzătoare numărului de căi din sistem, nu numărului de sisteme de pe linie, ceea ce nu este just.

Considerînd o linie aeriană sau un cablu simetric pe care funcţionează de exemplu $N$ sisteme de curenţi purtători identice ($N$ perechi de conductori), efectul perturbator datorit diafoniei este mai bine apreciat, dacă se consideră în fiecare cale de transmisie un semnal cu puterea $P_v$, dată de diagrama din figura 4, corespunzătoare numărului $N - 1$, în punctul de nivel relativ zero.

Pentru simplificare, vom considera că cele $N$ căi au echivalentul zero, în care caz în extremităţile căilor (punctele $E$ în fig. 3) nivelul relativ are valoarea zero şi puterea semnalelor considerate este $P_v$. Cu alte cuvinte puterea $P_v$, corespunde $P_{se}$, din relaţia (11).

Considerînd o secţiune de amplificare şi notînd cu $\Delta ti$, abaterea telediafonică între calea $I_a$ considerată ca perturbată şi calea $i$, perturbatoare, obţinem, aplicînd formula (11)

$$P_{ti} = P_v \, e^{-2\Delta ti} \qquad (25)$$

în care $P_{ti}$ este puterea curenţilor de telediafonie în extremitatea căii întîia datorită semnalelor din calea $i$.

Puterea curenţilor de telediafonie, datoriţi semnalelor din cele $N - 1$ căi perturbatoare este dată de expresia

$$P_{tn} = \sum_{i=2}^{N} P_v \, e^{-2\Delta ti} = (N - 1) \, P_v \, e^{-2\Delta tM} \qquad (26)$$

unde, $\Delta tM$ este abaterea telediafonică medie în secţiunea de amplificare considerată definită de această relaţie.

Considerînd cele $m$ secţiuni de amplificare ale căilor de transmisie, puterea zgomotului de telediafonie la extremitatea lor se calculează cu relaţia (12) în care se ia în loc de $\Delta tk$, abaterea medie $\Delta tkM$, pe secţiunea $k$.

Notînd cu $\Delta tmn$ valoarea medie a telediafoniei, pe cele $N$ căi şi $m$ secţiuni de amplificare, calculate în modul arătat mai sus, puterea zgomotului de telediafonie este dată de relaţia

$$P_z = M \, (N - 1) \, P_v \, e^{-2\Delta tmn} \qquad (27)$$

Relaţiile (25), (26) şi (27) ne dau puterile zgomotului de telediafonie la capătul de recepţie, în ipoteza că nivelul relativ în acest punct este zero. În caz contrar ele ne dau puterile zgomotului în acest punct, raportate la nivelul relativ zero.

În cazul că numărul ($N - 1$) nu este prea mic, abaterile diafonice $\Delta ti$, urmează legea de repartiţie normală.

În cazul cablelor simetrice, datorită amestecului între cuarte, valorile abaterilor diafonice, urmează destul de aproape legea de repartiţie normală şi în figura 5 este dată ca exemplu curba de repartiţie a abaterii telediafonice în cazul unei secţiuni de amplificare de lungime circa 30 km a unui cablu echilibrat pentru sisteme cu 24 căi.

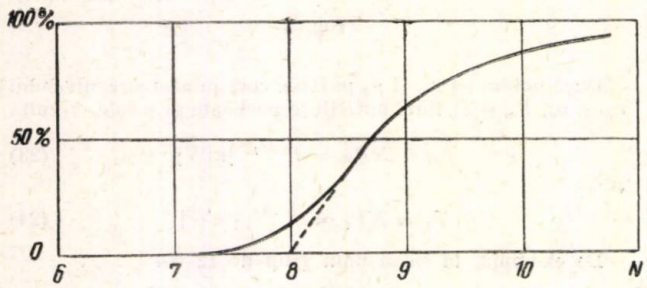



Fig. 5

În ordonată este dat procentul de combinaţii de perechi (de valori $\Delta ti$) care au abaterea telediafonică mai mare decît valoarea din abscisă. Se vede că valoarea minimă este de 7,7 N, valoarea medie fiind de 8,8 N. Prin echilibrarea concentrată se poate ridica valoarea minimă la 8,8 N (cît prevăd normele CCITT).

Presupunînd cablul echipat cu 12 sisteme cu 24 căi, rezultă conform relaţiei (23) şi exemplului dat

$$p_v = NP_v = 12P_v = e^{-2\,0,3} = 1,8 \text{ mW}$$

Aplicînd formula (26), considerînd $N - 1 \simeq N$, şi folosind pentru $n_{ve}$, valoarea de mai sus, rezultă

$$P_{tn} = e^{-2\,(\Delta t_M - nve)} = e^{-2\,(8,8-0,3)} =$$

$$e^{-17} = [\text{mW}] = 45 \text{ pW}$$

Considerînd o lungime medie a secţiunii de amplificare de 30 km, rezultă o putere de zgomot de diafonie repartizată la lungime, de

$$\frac{45}{30} = 1,5 \left[ \frac{\text{pW}}{\text{km}} \right],$$

În cazul că s-ar fi considerat puterea medie, în exemplul de mai sus, conform relaţiei (23), ar fi rezultat un nivel de putere al zgomotului de telediafonie mai mic cu 0,9 N sau o putere de

$$1,5 \cdot e^{-1,8} = \frac{1,5}{6} = 0,25 \left[ \frac{\text{pW}}{\text{km}} \right]$$

Într-o anexă, cu caracter documentar, la cărţile cu avize ale CCITT [2], referitoare la zgomotul în sistemele pe linii aeriene, se foloseşte în calcul puterea medie, aşa cum s-a arătat mai sus.

Folosirea puterii $P_v$, definită mai sus, duce însă la rezultate în mai bună concordanţă cu practica şi cu valorile recomandate de CCITT pentru atenuarea de telediafonie.

De altfel unii autori folosesc aceeaşi putere $P_v$, însă calculată în funcţie de numărul căilor din sistem, ceea ce nu are o justificare din punct de vedere al fenomenului fizic [3].

O soluţie completă a acestei probleme nu poate fi dată însă decît prin determinarea experimentală a creşterii echivalentului de referinţă datorită zgomotului de diafonie şi a unui zgomot cu spectru uniform. Ultima problemă este în bună parte rezolvată [4].

## 2. METODE DE STABILIRE A NORMELOR DE DIAFONIE PENTRU LINIILE TELEFONICE, ECHIPATE CU SISTEME DE CURENŢI PURTĂTORI

### 2.1. Normele de diafonie

Aceste norme pot fi stabilite numai ţinînd seama de totalitatea zgomotelor ce apar în căile telefonice.

Zgomotele se introduc în căile telefonice în echipamentul terminal şi în linia (de transmisiune) ce leagă aceste echipamente (formată din secţiunile de linii fizice şi repetoarele respective).

Diafonia apare în liniile aeriene sau în cablu simetric. În cablele coaxiale, ca urmare a efectului pelicular, zgomotul de diafonie datorit liniei poate fi în general neglijat.

Componentele principale ale zgomotului ce apar în liniile de transmisiuni aeriene sînt : zgomotul de diafonie, zgomotul de intermodulaţie, zgomotul de fond şi cel atmosferic. În cazul liniilor în cabluri simetrice, apar aceleaşi zgomote, în afara de cel atmosferic.

Pentru stabilirea normelor privind limitele admisibile ale zgomotului din căile telefonice, introdus de linie şi echipamentul terminal, se consideră circuite telefonice fictive realizate pe diferite tipuri de linie şi cu anumite echipamente, care să se apropie în mare, în ceea ce priveşte structura, de circuitele telefonice reale foarte lungi.

CCITT a stabilit circuite fictive de referinţă, pentru sistemele pe linii aeriene, pe cable simetrice, pe cable coaxiale şi radiorelee şi normele de zgomot corespunzătoare. Lungimea acestor circuite fictive de referinţă este de 2500 km.

Metoda de stabilire a normelor de zgomot utilizată de CCITT este următoarea : se stabileşte puterea psofometrică

totală admisibilă la extremitatea circuitului fictiv de referință, raportată la nivelul relativ zero, astfel ca zgomotul să nu aducă o scădere sensibilă a calității transmisiei. Această putere este de 10 000 pW, cu excepția sistemelor cu 12 căi pe linii aeriene unde se admite 20 000 pW.

Puterea psofometrică totală se repartizează între echipamentele terminale și linie, ținînd seama de considerații tehnice și economice.

Astfel, în cazul sistemelor pe cable simetrice puterea psofometrică admisibilă introdusă în linie este de 7 500 pW sau, în medie de 3 pW/km, ținînd seama de lungimea circuitului fictiv de referință (2 500 km). În cazul sistemelor cu 12 căi pe linii aeriene se admite o putere mai mare și anume de 17 500 pW sau 7 pW/km, din cauza dificultăților de simetrizare și ca urmare a faptului că circuitele reale realizate pe astfel de linii sînt rareori de lungime foarte mare.

Repartizarea acestei puteri psofometrice între diferite categorii de zgomot: de fond, de diafonie etc. constituie o problemă complexă din punct de vedere tehnic și economic. CCITT nu dă recomandări pentru această repartizare, însă ținînd seama de propunerile făcute în diferite lucrări [3], [5] se poate lua pentru zgomotul de diafonie admisibil în cazul sistemelor pe cable simetrice 1 pW/km și în cazul sistemelor cu 12 căi pe linii aeriene 3 pW/km.

Conform acestei metode, recomandate de CCITT, calitatea liniei, în ceea ce privește simetrizarea, trebuie să fie aceiași, independent de lungimea ei. Această metodă permite o standardizare a construcției liniei, în ceea ce privește calitatea simetrizării.

În acest caz, calitatea unui circuit telefonic, în ceea ce privește zgomotul, este cu atît mai slabă cu cît lungimea circuitului este mai mare, însă această scădere a calității nu se face simțită decît dacă lungimea circuitului depășește 2 500 km.

Stabilirea unei norme pentru zgomotul de diafonie, are o deosebită importanță pentru cercetările privind construcția liniilor de telecomunicații. În ceea ce privește însă construcția liniilor, recepția și întreținerea lor, o normă sub această formă este practic inaplicabilă. Din aceste motive, aprecierea liniilor din punctul de vedere al simetrizării se face cu ajutorul mărimilor denumite atenuare telediafonică și atenuare paradiafonică.

Așa cum s-a spus, zgomotul de diafonie depinde de abaterea diafonică și CCITT dă norme pentru această mărime.

În ceea ce privește cablurile simetrice, în avizul G 323, al CCITT, se prevăd următoarele valori minime pentru abaterea telediafonică pe o secțiune de amplificare cu atenuarea de 6,5 — 7 N:

8,0 N în cazul sistemelor cu 12 căi

7,5 N în cazul sistemelor cu 24—60 căi.

În ceea ce privește liniile aeriene echipate cu sisteme cu 12 căi, în avizul G 313 al CCITT, se prevede pentru o secțiune de amplificare de circa 100 km, ca valoare minimă a abaterii telediafonice, 7,5 N.

Dacă secțiunea de amplificare nu are lungimea sau atenuarea apropiată de valorile normale prevăzute în avizele CCITT, abaterile diafonice minime admisibile se pot calcula în modul următor:

Notînd cu $\Delta tl$ abaterea telediafonică minimă recomandată pentru lungimea $l$ a secțiunii de amplificare și ținînd seama de relația (17), rezultă pentru lungimea $l'$, ca valoare minimă admisibilă a abaterii telediafonice

$$\Delta tl' = \Delta tl - \frac{1}{2} \ln \frac{l'}{l} \tag{31}$$

Notînd

$$\varepsilon = \frac{l' - l}{l} = \frac{l'}{l} - l \tag{32}$$

și presupunînd $(l' - l) \ll l$, relația (31) se poate scrie sub forma

$$\Delta tl' = \Delta tl - \frac{1}{2} \ln (1 + \varepsilon) \simeq \Delta tl - \frac{\varepsilon}{2} \tag{33}$$

De exemplu, în cazul unei secțiuni de amplificare a unui sistem cu 12 căi pe linii aeriene, de lungime $l' = 80$ km, rezultă ținînd seama că $l = 100$ km și $\Delta tl = 7{,}5$N

$$\varepsilon = -0{,}2 \text{ și } \Delta tl' = 7{,}6 \text{ [N]} \tag{34}$$

Se vede că în general diferența $(\Delta tl' - \Delta tl)$ este mică și probabil din această cauză în avizul CCITT corespunzător (G 313) nu se precizează dacă se poate lua sau nu $\Delta tl' \simeq \Delta tl$.

Pentru abaterea paradiafonică se poate lua valoarea recomandată de CCITT independent de lungimea secțiunii de amplificare.

În cazul abaterii telediafonice pentru o lungime de fabricație de cablu simetric, în avizele CCITT se ține seama de valoarea acestei lungimi notată cu $L$.

Astfel pentru $L = 230$ m, se prevede o abatere telediafonică minimă de 7,8 N și pentru $L \neq 230$ m, abaterea telediafonică

$$7{,}8 - \ln \frac{L}{230}$$

În avizul respectiv (G 323) nu se dă o justificare a acestei formule.

În mod corect trebuie să se ia însă valoarea

$$7{,}8 - \frac{1}{2} \ln \frac{L}{230}$$

ținîndu-se seama că diferitele componente ale curentului de diafonie, se adună ca putere (așa cum s-a presupus la deducerea formulei (17).

Fiind dată abaterea telediafonică minimă admisibilă a unei secțiuni de amplificare, se poate în principiu deduce puterea zgomotului corespunzător. Problema aceasta însă nu este deplin rezolvată și CCITT nu dă decît o indicație cu caracter documentar, pentru cazul sistemelor cu 12 căi pe linii aeriene. Calculînd însă după metodele date în literatură, zgomotul de diafonie în funcție de abaterile diafonice recomandate de CCITT, se constată o suficient de bună corelație între aceste norme și cele de zgomot, în sensul că se obțin valori de ordinul 1 pW/km pentru sistemele de cabluri simetrice și 2—3 pW/km, pentru sistemele pe linii aeriene.

O a doua metodă constă în fixarea unor valori pentru abaterile diafonice ale circuitului telefonic, independente de lungimea sa. Astfel considerîndu-se o linie de transmisie cu $m$ secțiuni de amplificare și luînd pentru abaterea telediafonică pe întreaga linie valoarea $T = 5{,}8$ N, rezultă pentru o secțiune de amplificare, valoarea minimă admisibilă [6]

$$\Delta t = \Delta T + \frac{1}{2} \ln m = 5{,}8 + \frac{1}{2} \ln m \tag{35}$$

(conform relației (14)).

Este de observat că în lucrările care recomandă această metodă [6], ea este limitată la liniile aeriene.

Conform acestei metode, simetrizarea unei linii aeriene trebuie să fie cu atît mai bună cu cît este mai lungă.

Aplicarea formulei (35) în cazul liniilor aeriene echipate cu 12 căi ne dă valoarea $\Delta t = 7{,}5$ N, recomandată de CCITT, dacă $m = 40$. Socotind lungimea medie a unei secțiuni de amplificare de 80 km, rezultă că $\Delta t = 7{,}5$ N, dacă lungimea liniei este de 3 200 km. Pentru liniile mai scurte formula de mai sus prevede deci valori mai mici decît cele recomandate de CCITT.

Această metodă poate fi aplicată deci în cazul liniilor aeriene pe care se realizează circuite telefonice care nu intră decît foarte rar în componența unei legături de lungime foarte mare (peste 1 000 km) aplicînd de exemplu relația (35).

În acest caz se evită dificultatea obținerii valorii ridicate a abaterii telediafonice (7,5 N) recomandată de CCITT.

Obținerea acestei valori (7,5 N) cere în afară de folosirea unei scheme de transpuneri corespunzătoare, o mare omogenitate (regularitate) în construcția liniei fizice.

În cazul cînd circuitele telefonice realizate pe linie sînt folosite des în tranzit, metoda nu este logică, deoarece nu se mai păstrează aceeaşi calitate a legăturii telefonice şi în al doilea rînd valorile date de exemplu de relaţia (35) nu sînt satisfăcătoare.

## 3. CONCLUZII

Din cele arătate, rezultă că nu este practic şi nici raţional, ca normele de diafonie pentru o secţiune de amplificare să fie stabilite în funcţie de numărul secţiunilor de amplificare ale liniei $m$. Aceste norme trebuie să fie constante pentru fiecare tip de linie (aeriană sau în cablu), pentru a se putea stabili norme de fabricaţie şi de construcţie (instalare) a liniilor. Normele recomandate de CCITT sînt conforme acestui principiu.

Aşa cum s-a spus, recomandările CCITT prevăd pentru această abatere de telediafonie, valoarea minimă de 7,5 N, ca şi în cazul sistemelor pe cablu simetric, cu mai mult de 12 căi. Această recomandare se bazează, îndeosebi, pe performanţele obţinute în cazul liniilor aeriene, pentru sisteme cu 12 căi de foarte mare lungime, de o construcţie deosebit de îngrijită. În practică s-a constatat că obţinerea acestei valori este dificilă şi costisitoare. Valorile reale obţinute la noi în ţară se situează între circa 4,5—8 N, cu o repartiţie statistică aproape normală. Se pune problema dacă această normă recomandată de CCITT este în concordanţă cu recomandarea generală privind zgomotele a aceluiaşi comitet, bazată pe circuitul fictiv de referinţă şi dacă se impune aplicarea ei în toate cazurile.

În primul rînd, în cazul sistemelor pe linii aeriene, se admite o putere psofometrică în circuitul fictiv de referinţă de două ori mai mare decît în cazul sistemelor pe cablu, ţinîndu-se seama de dificultăţile simetrizării circuitelor pe linii aeriene.

În al doilea rînd, lungimea secţiunilor de amplificare în cazul sistemelor cu 12 căi pe linii aeriene este de 4—5 ori mai mare decît în cazul sistemelor pe cablu simetric menţionate. Admiţînd în cele două cazuri aceeaşi calitate în ceea ce priveşte zgomotul de diafonie, rezultă că în cazul sistemelor pe linii aeriene, se poate admite o putere psofometrică de circa 10 ori mai mare decît în cazul sistemelor pe cablu. Cu alte cuvinte, dacă în cazul cablurilor se admite o abatere telediafonică pe secţiunea de amplificare de 7,5 N, în cazul liniilor aeriene se poate admite valoarea

$$\Delta t = 7{,}5 - \frac{1}{2} \ln 10 = 6{,}35 \text{ N}$$

Pe de altă parte este de observat că legăturile telefonice de foarte mare distanţă (de ordinul 2 000 km), se realizează rareori în întregime pe linii aeriene, în cazul ţării noastre. Să presupunem că un circuit telefonic de lungime 2 500 km, are o porţiune în cablu de 2 000 km şi o porţiune pe linie aeriană de 500 km. Pentru ca să nu se depăşească putere psofometrică de 20 000 pW (admisibilă în cazul circuitului fictiv de referinţă, pentru sisteme cu 12 căi pe linii aeriene) se poate admite pentru linia aeriană de 500 km puterea psofometrică de 7 500 pW sau 7 pW/km; deci de 5 ori mai mare decît în cazul cablurilor (3 pW/km). Rezultă că în acest caz se poate admite o abatere de telediafonie

$$\Delta t = 6{,}35 - \frac{1}{2} \ln 5 \simeq 5{,}8 \text{ N}.$$

Se poate trage concluzia că aplicarea generală a normei de 7,5 N pentru abaterea de telediafonie în cazul sistemelor pe linii aeriene nu ar fi justificată decît dacă ar putea fi relativ uşor realizată, ceea ce nu este cazul. Această normă se impune numai pentru liniile aeriene magistrale, pe care se fac des comunicaţii internaţionale de foarte mare distanţă.

Pe celelalte linii echipate cu sisteme cu 12 căi sau 3 căi se poate admite o abatere telediafonică de circa 6 Np, fără ca prin aceasta să se scadă sensibil calitatea transmisiei.

Această valoare corespunde rezultatelor obţinute mai sus şi este în concordanţă, în mare, cu normele aplicate în alte ţări (U.R.S.S. etc.).

În cazul sistemelor pe cablu, se impune aplicarea generală a normelor CCITT privind diafonia.

## *BIBLIOGRAFIE*


[1] WALLOT, I.: *Theorie der Schwachstromtechnik*, Berlin, 1949, pag. 229—233.

[2] x x x *Volumul III de avize CCITT*, Geneva, 1961, pag. 358.

[3] RING, F.: *Einführung in die Trägerfrequenztechnik*, Ed. Herzog-Goslar, 1955, pag. 158.

[4] x x x *Volumul V de avize CCITT*, anexa 2, Geneva, 1961.

[5] POSTELNICU, P.: *Calculul distanţei admisibile dintre amplificatoarele de linie ale sistemelor telefonice pe linii aeriene*, Telecomunicaţii, 7 (1963), nr. 3, pag. 95—100.

[6] GUMELIA, N.A. şi Z.V. MALIŞEV: *Caracteristicile electrice ale liniilor de telecomunicaţii aeriene şi în cablu*, Editura Energetică de Stat, Bucureşti, 1955, par. 6.

Ing. MIHAI SILIȘTEANU

# Calculul siguranței de funcționare a unui receptor de televiziune

Exprimarea cantitativă a siguranței de funcționare a unui receptor de televiziune constituie unul dintre cei mai importanți parametri tehnici ai produsului respectiv. În timp ce oricare din parametrii tehnici ai televizorului (sensibilitate, selectivitate etc.) depinde de un număr limitat de piese, siguranța de funcționare a aparatului depinde de siguranța de funcționare a fiecărei piese componente a televizorului, precum și de condițiile de exploatare.

Așa cum s-a mai arătat [1] parametrii cantitativi principali ai siguranței de funcționare sînt :

— durata medie de funcționare fără defecțiune, $T_m$ ;

— probabilitatea de funcționare fără defecțiune într-un anumit interval de timp $P(t)$.

Acești parametri se pot determina prin următoarele metode :

— calculul teoretic al siguranței de funcționare ;

— verificări speciale urmărind siguranța de funcționare ;

— analiza statistică a defecțiunilor în timpul exploatării.

Cunoașterea legii de distribuție probabilistică a defecțiunilor elementelor componente ale aparaturii, cunoașterea regimului electric și termic al tuturor pieselor componente, precum și cunoașterea condițiilor de exploatare a aparaturii la care ne referim, stau la baza calculului parametrilor siguranței de funcționare.

Îmbinarea celor trei metode enumerate mai sus conduce la determinarea valorii parametrilor doriți, cu o precizie mult mai mare decît folosirea separată a uneia dintre metode.

Deoarece condițiile de exploatare nu pot fi precizate cu exactitate, iar toleranțele datelor obținute fie printr-o comparație cu datele statistice asupra defecțiunilor pieselor componente similare cu cele pe care le utilizăm, fie prin anumite verificări speciale, sînt destul de mari, calculul siguranței de funcționare capătă un caracter informativ.

Ipotezele care stau la baza metodicii de calcul a parametrilor siguranței de funcționare sînt :

1. Se ia în considerație perioada de exploatare normală a aparatului, cînd defecțiunile din prima perioadă — legate de greșeli de fabricație — au fost înlăturate, iar perioada de îmbătrînire a pieselor componente încă n-a început.

Curba tip a intensității defecțiunilor unui aparat radioelectronic complex — deci și a unui televizor — este arătată în figura 1.

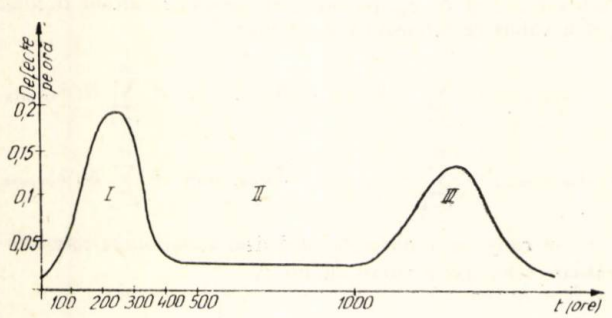



Fig. 1

Porțiunea I corespunde perioadei inițiale de funcționare a aparatului. De la caz la caz această perioadă poate dura de la zeci de ore pînă la sute de ore. Numărul mare de defecțiuni care apar în această perioadă, se datorește în primul rînd tuburilor electronice, apoi nerespectării procesului tehnologic și în sfîrșit unei calități inferioare a montajului.

Perioada inițială, în care intensitatea defectelor scade treptat prin înlocuirea pieselor defecte, poartă numele de *perioadă de ajustare* a aparatului.

Porțiunea inițială a curbei intensității defectelor se produce în timpul reglajului și verificărilor, care se efectuează în uzină, asupra aparatului.

Porțiunea II a curbei se caracterizează printr-o apariție întîmplătoare a defectelor, datorită diferitelor avarii. În

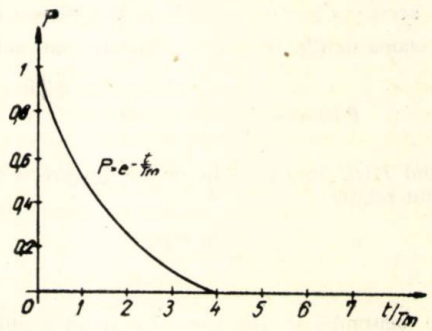



Fig. 2

timpul acestei perioade (perioada normală de exploatare a aparatului), intensitatea defecțiunilor poate fi practic considerată că este constantă și cu mult mai redusă decît în prima porțiune. În această perioadă încă n-au apărut defecțiunile datorită îmbătrînirii pieselor componente ale aparatului, iar defecțiunile legate de greșelile de fabricație au fost înlăturate.

Distribuția defecțiunilor ce apar în decursul porțiunii II se supune legii exponențiale a lui Poisson (fig. 2).

Porțiunea III a curbei din figura 1 se caracterizează printr-o creștere a intensității defecțiunilor față de perioada II, datorită îmbătrînirii pieselor componente și materialelor utilizate în televizorul respectiv. Această perioadă este în general scurtă, însă — datorită creșterii intensității defecțiunilor — conduce uneori la abandonarea aparatului. S-ar putea amîna cît mai mult această perioadă, dacă din timpul perioadei de exploatare normală, se face o verificare completă a tuturor pieselor și se înlocuiesc piesele defecte sau cele care și-au pierdut parametrii inițiali.

2. Elementele aparaturii au o astfel de legătură încît defecțiunea unui element atrage după sine defectarea întregului receptor. Elementele componente ale unui receptor de televiziune sînt de natură electrică și mecanică

Ieșirea din funcțiune a pieselor mecanice se întîmplă foarte rar, iar defectele lente (de uzură) apar de obicei mai tîrziu decît la elementele electrice.

În consecință, determinante în funcționarea receptorului de televiziune sînt elementele schemei electrice, care constituie sursa principală de ieșire din funcțiune a aparatului respectiv. Dintre elementele schemei electrice, tuburile electronice au cea mai mare intensitate a defecțiunilor.

3. Defectarea unor elemente nu se rflectă asupra siguranței de funcționare a celorlalte elemente.

Gradul de precizie al calculului siguranței de funcționare a aparatului respectiv depinde de minuțiozitatea cu care se efectuează calculul, de gradul de valabilitate al datelor ce stau la baza calculului și de rigurozitatea cu care se ține seama de regimul și de condițiile de exploatare a aparatului.

## RELAȚII DE CALCUL AL PARAMETRILOR SIGURANȚEI DE FUNCȚIONARE

Parametrii siguranței de funcționare sînt legați între ei în cazul distribuției exponențiale, prin relația [2] :

$$P(t) = e^{-t/Tm} \qquad (1)$$

$$T_m = \frac{1}{\sum_{i=1}^{m} N_i \lambda_i} = \frac{1}{\Lambda} \qquad (2)$$

unde :

$N_i$ este numărul elementelor (pieselor, subansamblurilor) de tipul $i$ care intră în televizor ;

$m$ — numărul de tipuri ale elementelor ;

$\lambda_i$ — intensitatea defecţiunilor elementelor (pieselor, subansamblurilor) de tipul $i$ ;

$\Lambda$ — intensitatea defecţiunilor receptorului de televiziune sau a unui bloc funcţional la care se referă în acest caz şi durata medie de funcţionare ($Tm$).

Ţinînd seama de (2), relaţia (1) se poate pune sub forma :

$$P(t) = e^{-t\sum_{i=1}^{m} N_i\lambda_i} = e^{-\Lambda t} \tag{3}$$

Cunoscînd $P(t)$, durata medie de funcţionare se poate determina din relaţia :

$$T_m = \frac{\ln P(t)}{t} \tag{4}$$

Calculul siguranţei de funcţionare a receptorului de televiziune se poate face în două etape [1] :

— în stadiul de elaborare a prototipului, cînd nu se ţine seama de regimul electric şi termic al pieselor ;

— în stadiul de definitivare a elaborării produsului, pe baza datelor obţinute prin măsurarea regimului electric şi termic al pieselor, utilizînd prototipul aparatului.

Determinarea caracteristicilor $\lambda_i$ ale elementelor, ţinîndu-se seama de regimul electric şi termic, este una dintre problemele mai complicate şi este posibil să se facă numai cu condiţia ca să existe un tabel sau o diagramă statistică cu valorile caracteristicilor în regim nominal.

Măsurătorile făcute asupra regimului electric şi termic al aparatului introduc un coeficient de sarcină pentru fiecare element în parte, coeficient care majorează sau micşorează valoarea nominală a caracteristicii $\lambda_i$ culeasă din tabelă.

Legătura dintre $\lambda_i$ în sarcină şi $\lambda_i$ nominal este exprimată de relaţia :

$$\lambda_{i\ \text{sarcină}} = \alpha_i\ \lambda_{i\ \text{nominal}} \tag{5}$$

$\lambda_{i\ \text{nominal}}$ fiind egal cu $\lambda_{i\ \text{tabelă}}$.

iar $\alpha_i$ un coeficient relativ al intensităţii defecţiunilor elementului, ce depinde atît de regimul electric cît şi de cel termic.

Coeficientul de sarcină pentru rezistenţe este :

$$K_R = \frac{Pr}{Po} \tag{6}$$

iar pentru condensatoare :

$$K_C = \frac{Ur}{Uo} \tag{7}$$

unde :

$Pr$ şi $Po$ sînt puterea de disipaţie în regim real de funcţionare şi puterea de disipaţie nominală a rezistenţei.

$Ur$ şi $Uo$ — tensiunea reală de lucru şi cea nominală a condensatorului.

**Metodica de calcul a parametrilor siguranţei de funcţionare cunoscîndu-se intensitatea defecţiunilor pieselor componente ale aparatului [1] :**

*a*) Se analizează nomenclatorul definitiv al aparatului respectiv, extrăgîndu-se elementele electrice capabile de a produce defecţiuni : rezistenţe, condensatoare, bobine, transformatoare, tuburi electronice etc.

Se repartizează elementele după tipul şi natura lor constructivă ca de exemplu : condensatoare ceramice, styroflex, mylar, hîrtie etc., transformatoare de ieşire, de alimentare, de impulsuri etc., notîndu-se numărul din fiecare tip.

*b*) În funcţie de schema electrică de cablaj şi condiţiile de lucru definitive (regimul termic şi electric), se stabilesc valorile medii de temperatură a locurilor unde sînt montate elementele amintite la punctul *a*. Pentru rezistenţe şi condensatoare se determină coeficienţii de sarcină $K_R$ şi $K_C$ conform relaţiilor (6) şi (7).

Pentru tuburile electronice este necesară determinarea regimului de lucru prin stabilirea tensiunilor, curenţilor şi puterilor din circuitele anodice şi de ecran.

*c*) Pe baza coeficienţilor de sarcină electrică şi a temperaturii mediului înconjurător se determină coeficienţii relativi ai intensităţii defecţiunilor elementelor ($\alpha_i$).

Determinarea lui $\alpha_i$ se face numai pe bază de date statistice. Se ridică curbele de variaţie ale lui $\alpha_i$ funcţie de temperatura mediului pentru valori diferite ale coeficientului de sarcină electrică, aşa cum se arată în figurile 2...8 [1].

*d*) Cu ajutorul valorilor găsite pentru coeficienţii relativi $\alpha_i$ se determină intensitatea defecţiunilor în regimul respectiv ($\lambda_i$) după relaţia :

$$\lambda_i = \alpha_i\ \lambda_{io}$$

unde $\lambda_{io}$ este intensitatea defecţiunilor din regimul nominal.

Din tabelele statistice va trebui să reiasă un $\lambda_{io\ min.}$ şi un $\lambda_{io\ max.}$ În această situaţie va apare un $\lambda_{i\ min.} = \alpha_i\ \lambda_{io\ min.}$ şi un $\lambda_{i\ max.} = \alpha_i\ \lambda_{io\ max.}$

*e*) Coeficienţii relativi ai intensităţii defecţiunilor pentru tuburile electronice se determină de asemenea cu ajutorul graficelor statistice (fig. 7). Şi în acest caz intensitatea defecţiunilor în regimul respectiv se calculează cu relaţia (5), obţinîndu-se de asemenea $\lambda_{i\ min.}$ şi $\lambda_{i\ max.}$

*f*) Elementele pentru care nu sînt ridicate valori statistice $\alpha_i$, se asimilează cu elementele cu proprietăţi asemănătoare şi la care sînt ridicate caracteristici statistice, ca de exemplu : condensatoarele de mică se asimilează cu condensatoarele de styroflex, rezistenţele chimice miniaturizate de suprafaţă se asimilează cu rezistenţele chimice obişnuite cu peliculă etc.

*g*) Pentru elementele care n-au ridicate valori statistice şi nici nu se pot asimila, se consideră în calcul numai intensităţile defecţiunilor în regim nominal ($\lambda_{io}$).

*h*) Se calculează produsele de forma $N_i\ \lambda_{i\ min.}$, $N_i\ \lambda_{io\ min.}$, $N_i\ \lambda_{i\ max.}$ şi $N_i\ \lambda_{io\ max.}$

*i*) Într-un tabel centralizator se trec toate datele necesare calculului siguranţei de funcţionare.

*j*) Se face însumarea tuturor produselor de forma $N_i\ \lambda_i$ sau $N_i\ \lambda_{io}$ pentru fiecare grupă de elemente : (rezistenţe, condensatoare etc.), rezultînd valoarea intensităţii defecţiunilor aparatului din punctul de vedere al fiecărei categorii de piese.

*k*) Se face în continuare însumarea tuturor produselor de forma $N_i\ \lambda_i$ şi $N_i\ \lambda_{io}$ pe întregul aparat, rezultînd în final patru valori de intensităţi şi anume :

$$\Lambda_{min.\ min.} = \sum_{i=1}^{m} N_i\ \lambda_{i\ min.}\ ;\quad \Lambda_{min.\ max.} = \sum_{i=1}^{m} N_i\ \lambda_{io\ min.}$$

$$\Lambda_{max.\ min.} = \sum_{i=1}^{m} N_i\ \lambda_{i\ max.}\ ;\quad \Lambda_{max.\ max.} = \sum_{i=1}^{m} N_i\ \lambda_{io\ max.}$$

*l*) Se calculează duratele medii de funcţionare corespunzătoare celor patru valori ale lui $\Lambda$.

Astfel avem : $T_{m\ max.\ max.} = \dfrac{1}{\Lambda_{min.\ min.}}$ ; $T_{m\ min.\ max.} = \dfrac{1}{\Lambda_{max.\ min.}}$ ; $T_{m\ max.\ min.} = \dfrac{1}{\Lambda_{min.\ max.}}$ ; $T_{m\ min.\ min} = \dfrac{1}{\Lambda_{max.\ max.}}$

*m*) Se calculează în sfîrşit probabilitatea de funcţionare fără defecţiuni pentru cele patru cazuri de mai sus şi anume :

$$P(t)_{max.\ max.} = e^{-\frac{t}{T_{m\ max.\ max.}}};\ P(t)_{max.\ min.} =$$

$$= e^{-\frac{t}{T_{m\ max.\ min.}}};\ P(t)_{min.\ max.} =$$

$$= e^{-\frac{t}{T_{m\ min.\ max.}}};\ P(t)_{min.\ min.} = e^{-\frac{t}{T_{m\ min.\ min.}}}.$$

Calculul se face pentru cel puţin trei valori ale lui $t$ în ore, rezultatele concentrîndu-se într-un tabel.

*n*) Se face comparaţie cu alte aparate similare din punctul de vedere al principalilor parametri ai siguranţei de funcţionare $P(t)$ şi $T_m$.

*p*) Se trag concluziile finale asupra funcţionării aparatului respectiv.

**Metodica de calcul a intensităţii medii a defecţiunilor elementelor componente atunci cînd se dau parametri principali ai siguranţei de funcţionare**

1. Din relaţia $P(t) = e^{-t/T_m}$ se determină timpul ($t$) pentru care este dată probabilitatea de funcţionare.

2. Se determină intensitatea defecţiunilor receptorului de televiziune sau al oricărui aparat după relaţia :

$$\Lambda = \frac{1}{T_m}$$

În cazul că durata medie de funcţionare este prevăzută pentru situaţii extreme de funcţionare a aparatului ca de ex. : $T_{m\ min.\ min.}$ sau $T_{m\ max.\ max.}$, se va determina şi intensitatea defecţiunilor aparatului în aceste cazuri extreme.

3. Se repartizează intensitatea defecţiunilor aparatului pe tipurile de elemente ce compun aparatul respectiv (rezistenţe, condensatoare, tuburi electronice etc.).

Această repartizare se face în conformitate cu o situaţie statistică a intensităţii defecţiunilor tipurilor diferite de elemente ce compun aparate de acelaşi tip.

Dacă situaţia statistică este realizată în mod minuţios, va rezulta intensitatea defecţiunilor pentru elemente din acelaşi tip de piese, spre exemplu : condensatoare ceramice, mică, styroflex etc.

În urma analizei acestei situaţii, vor rezulta următoarele intensităţi ale defecţiunilor : $\Lambda_{Rezistenţe}$, $\Lambda_{Condensatoare}$, $\Lambda_{Tuburi}$ etc. sau şi mai amănunţit $\Lambda_{R\ bobinate}$, $\Lambda_{R\ volum}$, $\Lambda_{R\ peliculă}$ etc. $\Lambda_{C\ ceramic}$, $\Lambda_{C\ mică}$, $\Lambda_{C\ hîrtie}$ etc. şi aşa mai departe şi pentru celelalte tipuri de elemente sau materiale prinse în situaţia statistică.

Şi aici, dacă este cazul, se va determina intensitatea defecţiunilor pieselor componente pentru situaţiile extreme.

4. Se va analiza nomenclatorul aparatului respectiv, stabilindu-se numărul de elemente din fiecare categorie pentru care s-a determinat deja intensitatea defecţiunilor.

5. Se determină intensitatea defecţiunilor elementelor fiecărei categorii folosindu-se relaţia :

$$\lambda_i = \frac{\Lambda_i}{N_i}$$

unde :

$\lambda_i$ este intensitatea defecţiunilor elementelor componente (rezistenţe, condensatoare etc.) ;

$\Lambda_i$ — intensitatea defecţiunilor grupelor de elemente (grupa de rezistenţe, grupa de tuburi electronice etc. sau — chiar mai mult — subgrupa rezistenţe de volum, subgrupa rezistenţe de suprafaţă etc.).

$N_i$ — numărul de elemente ale unei grupe sau ale unei subgrupe. Dacă este cazul se va determina şi aici intensitatea defecţiunilor corespunzătoare cazurilor extreme.

## CALCULUL SIGURANŢEI DE FUNCŢIONARE A TELEVIZORULUI E-47

Calculul siguranţei de funcţionare urmăreşte întocmai succesiunea operaţiilor expuse la metodica de calcul.

Ipotezelor amintite că stau la baza calculului siguranţei de funcţionare li s-au mai adăugat cîteva specifice cazului de faţă şi anume :

*a*) Intensitatea defecţiunilor majorităţii elementelor componente folosite în televizorul E-47 în regim nominal a fost echivalată ca valoare cu intensitatea defecţiunilor elementelor similare folosite într-un radio receptor.

*b*) Pentru elementele la care nu s-a găsit echivalent, s-a stabilit valoarea intensităţii defecţiunilor acestora în funcţie de observaţiile făcute asupra comportării lor în decurs de şase luni de zile în laboratorul de televiziune al Uzinelor „Electronica".

*c*) Coeficienţii relativi ai intensităţii defecţiunilor pieselor componente ($\alpha_i$), au fost determinaţi cu ajutorul unor diagrame ridicate în mod statistic, asupra comportării unor piese similare străine. Diagramele reflectă comportarea cîtorva tipuri de condensatoare, rezistenţe şi tuburi electronice folosite în aparatura de radio din Uniunea Sovietică.

Calculul de siguranţă în funcţionare al televizorului E-47 are un caracter mai complet prin faptul că se referă atît la blocurile funcţionale care îl compun cît şi la ansamblul general al televizorului.

Televizorul a fost împărţit în următoarele părţi componente :

*a*) blocul rotactor ;
*b*) blocul videosunet ;
*c*) blocul sincronizare-baleiaj ;
*d*) ansamblul general şasiu.

Analiza nomenclatorului pieselor componente s-a făcut în momentul cînd prototipul a fost definitivat şi regimurile termic şi electric stabilite. Nomenclatorul a fost defalcat şi analizat pe părţile componente amintite mai sus.

Piesele componente capabile de a produce defecţiuni, repartizate pe tipuri şi cantităţi, sînt trecute în tabele centralizatoare. În tabela 1 sînt trecute piesele componente capabile de a produce defecţiuni ale blocului sincronizare-baleiaj.

Regimurile electric şi termic corespunzătoare condiţiilor de funcţionare, exprimate prin coeficienţii de sarcină $K_R$ şi $K_C$ şi temperatura $t°$ a diverselor locuri, sînt de asemenea menţionate în tabele similare, în coloanele 3 şi 4.

În coloana 5 a aceloraşi tabele sînt indicaţi coeficienţii relativi ai intensităţii defecţiunilor pieselor componente ($\alpha_i$). Coeficienţii relativi ($\alpha_i$) au fost extraşi din diagramele nr. 2, 4, 5, 6 şi 8 [1].

Rezistenţele chimice miniaturizate cu peliculă de carbon folosite în televizorul E-47, au fost asimilate cu rezistenţele chimice sovietice de tip : U.L.M.

Condensatoarele ceramice disc şi tubulare fabricate la I.P.R.S. au fost asimilate cu condensatoarele ceramice de fabricaţie sovietică de tip KTK şi KDK.

Condensatoarele de hîrtie folosite în E-47 s-au asimilat cu condensatoarele de hîrtie de provenienţă sovietică (KBT). În sfîrşit condensatoarele de mică şi de styroflex folosite în televizorul E-47 s-au asimilat cu condensatoarele cu mică de tip KSO şi OKSO de fabricaţie sovietică.

În coloanele 6 şi 7 ale tabelelor centralizatoare sînt indicate valorile minime şi maxime ale intensităţilor defecţiunilor elementelor componente în regim nominal, ţinîndu-se seama de ipotezele *a* şi *b*.

Coloanele 8 şi 9 reprezintă valorile intensităţilor defecţiunilor elementelor componente în regimul real de funcţionare al televizorului. Valorile din coloana 8 se obţin prin înmulţirea valorilor din coloana 5 cu cele din coloana 6, iar cele din coloana 9 prin înmulţirea valorilor din coloana 5 cu cele din coloana 7.

Cifrele coloanelor 10, 11, 12 şi 13 reprezintă valori ale intensităţii defecţiunilor subgrupelor de elemente componente şi rezultă astfel : valorile din coloana 10 provin din înmulţirea valorilor din coloana 2 cu valorile din coloana 8, valorile din coloana 11 provin din înmulţirea valorilor din coloana 2 cu valorile din coloana 6 ; valorile din coloana 12 provin din înmulţirea valorilor din coloana 2 cu valorile din coloana 9, iar cele din coloana 13, din înmulţirea valorilor coloanei 2 cu

valorile coloanei 7. La fiecare parte componentă a televizorului s-a întocmit cîte o tabelă similară tabelei 1.

Intensitatea defecţiunilor pe grupe de elemente se obţine prin însumarea intensităţii refuzurilor pe subgrupe de elemente componente.

În tabela 2 sînt trecute valorile intensităţii defecţiunilor grupelor de elemente (rezistenţe, condensatoare, tuburi electronice şi restul pieselor şi subansamblurilor) pentru blocul sincronizare-baleiaj. Pentru restul blocurilor televizorului s-au întocmit tabele identice.

*Tabela 1*

| Denumirea elementelor | Cantitate (Ni) | Regim | | $\alpha_i$ | $\lambda_{i\text{Tabela}} + 10^{-5}$ | | $\lambda_i + 10^{-5}$ $\alpha i\, \lambda_{i\text{Tabela}} \cdot 10^{-5}$ | | $N_i\ \lambda_i 10^{-5}$ | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | Coef. de sarcină | Temp. °C | | min. | max. | min. | max. | minim | | maxim | | |
| | | | | | | | | | min. | max. | min. | max. | |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | |
| REZISTENTE : | | | | | | | | | | | | | BLOC SINCRONIZARE BALEIAJ |
| Chimice cu peliculă de carbon | 22 | 0,2 | 50 | 0,45 | 0,22 | 0,22 | 0,099 | 0,99 | 3,2 | 4,84 | 2,2 | 4,84 | |
| ,, ,, ,, ,, ,, | 5 | 0,3 | ,, | 0,5 | 0,22 | 0,22 | 0,11 | 0,11 | 0,55 | 1,1 | 0,55 | 1,1 | |
| ,, ,, ,, ,, ,, | 5 | 0,4 | ,, | 0,55 | 0,22 | 0,22 | 0,121 | 0,121 | 0,605 | 1,1 | 0,605 | 1,1 | |
| ,, ,, ,, ,, ,, | 3 | 0,5 | ,, | 0,6 | 0,22 | 0,22 | 0,132 | 0,132 | 0,396 | 0,66 | 0,396 | 0,66 | |
| ,, ,, ,, ,, ,, | 3 | 0,6 | ,, | 0,63 | 0,22 | 0,22 | 0,139 | 0,139 | 0,417 | 0,66 | 0,417 | 0,66 | |
| ,, ,, ,, ,, ,, | 1 | 0,8 | ,, | 1 | 0,22 | 0,22 | 0,22 | 0,22 | 0,22 | 0,22 | 0,22 | 0,22 | |
| CONDENSATOARE | | | | | | | | | | | | | |
| — ceramice | 6 | 0,2 | ,, | 0,03 | 0,1 | 0,22 | 0,003 | 0,066 | 0,018 | 0,6 | 0,0396 | 1,32 | |
| — ,, | 2 | 0,3 | ,, | 0,06 | 0,1 | 0,22 | 0,006 | 0,032 | 0,012 | 0,2 | 0,0264 | 0,44 | |
| — mylar | 3 | 0,2 | ,, | 0,02 | 0,3 | 0,5 | 0,006 | 0,01 | 0,018 | 0,9 | 0,03 | 1,5 | |
| — ,, | 1 | 0,4 | ,, | 0,08 | 0,3 | 0,5 | 0,024 | 0,04 | 0,024 | 0,3 | 0,04 | 0,5 | |
| — ,, | 1 | 0,8 | ,, | 0,53 | 0,3 | 0,5 | 0,159 | 0,265 | 0,159 | 0,3 | 0,265 | 0,5 | |
| — styroflex | 7 | 0,2 | ,, | 0,02 | 0,3 | 0,5 | 0,006 | 0,01 | 0,042 | 2,1 | 0,07 | 3,5 | |
| — ,, | 1 | 0,3 | ,, | 0,05 | 0,3 | 0,5 | 0,015 | 0,025 | 0,015 | 0,3 | 0,025 | 0,5 | |
| — ,, | 3 | 0,4 | ,, | 0,08 | 0,3 | 0,5 | 0,024 | 0,040 | 0,072 | 0,9 | 0,12 | 1,5 | |
| — ,, | 2 | 0,6 | ,, | 0,13 | 0,3 | 0,5 | 0,039 | 0,065 | 0,078 | 0,6 | 0,13 | 1 | |
| — electrolitic miniatură | 1 | — | — | — | 0,4 | 1,4 | 0,4 | 1,4 | 0,4 | 0,4 | 1,4 | 1,4 | |
| — hîrtie metalizată-electrolit. | 1 | — | — | — | 0,23 | 0,4 | 0,23 | 0,4 | 0,23 | 0,23 | 0,4 | 0,4 | |
| Bobine | 1 | — | — | — | 0,1 | 0,15 | 0,1 | 0,15 | 0,1 | 0,1 | 0,15 | 0,15 | |
| Lipituri | 240 | — | — | — | 0,01 | 0,02 | 0,01 | 0,02 | 2,4 | 2,4 | 4,8 | 4,8 | |
| Plăci imprimate | 1 | — | — | — | 0,01 | 0,1 | 0,01 | 0,1 | 0,01 | 0,01 | 0,1 | 0,1 | |
| Diode cu seleniu | 2 | — | — | — | 0,32 | 0,43 | 0,32 | 0,43 | 0,64 | 0,64 | 0,86 | 0,86 | |
| Socluri | 3 | — | — | — | 0,41 | 0,72 | 0,41 | 0,72 | 1,23 | 1,23 | 2,16 | 2,16 | |
| Ferite | 1 | — | — | — | 0,001 | 0,05 | 0,001 | 0,05 | 0,001 | 0,001 | 0,05 | 0,05 | |
| Contacte | 18 | — | — | — | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,05 | 0,9 | 0,9 | 0,9 | 0,9 | |
| Trafo bloking | 1 | — | — | — | 0,7 | 2,5 | 0,7 | 2,5 | 0,7 | 0,7 | 2,5 | 2,5 | |
| TUBURI | | | | | | | | | | | | | |
| PCF 82 | 1 | — | — | 0,45 | 3 | 3 | 1,35 | 1,35 | 1,35 | 3 | 1,35 | 3 | |
| PCL 82 | 1 | — | — | 0,85 | 3 | 3 | 2,55 | 2,55 | 2,55 | 3 | 2,55 | 3 | |
| ECC 82 | 1 | — | — | 0,55 | 2,5 | 3 | 1,37 | 1,65 | 1,37 | 2,5 | 1,65 | 3 | |

BLOC SINCRONIZARE BALEIAJ

Rezistenţe
$\Lambda$ min. min. = $4{,}388 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ min. max. = $8{,}58 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. min. = $4{,}388 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. max. = $8{,}58 \times 10^{-5}$ 1/oră

Condensatoare
$\Lambda$ min. min. = $0{,}968 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ min. max. = $6{,}83 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. min. = $2{,}556 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. max. = $12{,}56 \times 10^{-5}$ 1/oră

Tuburi electronice
$\Lambda$ min. min. = $5{,}27 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ min. max. = $8{,}5 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. min. = $5{,}55 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. max. = $9 \times 10^{-5}$ 1/oră

Restul pieselor şi subansamblurilor
$\Lambda$ min. min. = $5{,}981 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ min. max. = $5{,}981 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. min. = $11{,}52 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda$ max. max. = $11{,}52 \times 10^{-5}$ 1/oră

$\Lambda_{S\cdot B}$ min. min. = $16{,}7135 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{S\cdot B}$ min. max. = $29{,}891 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{S\cdot B}$ max. min. = $24{,}004 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{S\cdot B}$ max. max. = $41{,}66 \times 10^{-5}$ 1/oră

$T_{S\cdot B}$ max. max. = 5 990 ore
$T_{S\cdot B}$ max. min. = 3 350 ore
$T_{S\cdot B}$ min. max. = 4 152 ore
$T_{S\cdot B}$ min. min. = 2 400 ore

*Tabela 2*

| t (ore) | P (t) max. % | | P (t) min. % | |
|---|---|---|---|---|
| | max. | min | max. | min. |
| 500 | 91,94 | 85,73 | 88,69 | 81,72 |
| 750 | 88,25 | 79,93 | 83,53 | 73,95 |
| 1 000 | 84,62 | 74,23 | 78,66 | 65,97 |
| 1 500 | 77,8 | 63,89 | 69,77 | 53,52 |

## BLOC ROTACTOR

$\Lambda R_{min.\ min.} = 8{,}937 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda R_{min.\ max.} = 14{,}632 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda R_{max.\ min.} = 13{,}003 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda R_{max.\ max.} = 21{,}22 \times 10^{-5}$ 1/oră

$TR_{max.\ max.} = 11\,200$ ore
$TR_{max.\ min.} = 6\,835$ ore
$TR_{min.\ max.} = 7\,690$ ore
$TR_{min.\ min.} = 4\,710$ ore

*Tabela 3/1*

| $t$ (ore) | $P(t)$ max. % | | $P(t)$ min. % | |
|---|---|---|---|---|
| | max. | min | max. | min. |
| 500 | 95,60 | 92,9 | 93,8 | 90 |
| 750 | 93,5 | 89,7 | 90,7 | 85,3 |
| 1 000 | 91,5 | 86,5 | 87,8 | 80,8 |
| 1 500 | 87,5 | 80,25 | 82,3 | 73 |

## BLOC VIDEO-SUNET

$\Lambda_{V.S.\ min.\ min.} = 26{,}546 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{V.S.\ min.\ max.} = 44{,}812 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{V.S.\ max.\ min.} = 39{,}189 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{V.S.\ max.\ max.} = 65{,}71 \times 10^{-5}$ 1/oră

$T_{V.S.\ max.\ max.} = 3\,770$ ore
$T_{V.S.\ max.\ min.} = 2\,230$ ore
$T_{V.S.\ min.\ max.} = 2\,552$ ore
$T_{V.S.\ min.\ min.} = 1\,523$ ore

*Tabela 3/2*

| $t$ (ore) | $P(t)$ max. % | | $P(t)$ min. % | |
|---|---|---|---|---|
| | max. | min. | max. | min. |
| 500 | 87,7 | 80 | 82,3 | 72,2 |
| 750 | 82 | 71,4 | 74,65 | 61,26 |
| 1 000 | 76,6 | 60,95 | 67,7 | 51,95 |
| 1 500 | 71,3 | 51,07 | 55,71 | 37,53 |

Prin însumarea tuturor valorilor intensității defecțiunilor grupelor de elemente s-au obținut valorile intensității defecțiunilor blocului sau părții componente respective pentru toate cazurile extreme. Aceste valori s-au notat în cazul de față în funcție de denumirea blocului cu $\Lambda_{R'}$ $\Lambda_{V.S'}$ $\Lambda_{S.B'}$ $\Lambda_{A.G}$.

În tabela 4 s-au calculat valorile intensității defecțiunilor pe categorii de elemente pentru întregul aparat, precum și valorile intensității defecțiunilor întregului aparat ($\Lambda_{TV}$) pentru cazurile extreme: $\Lambda_{TV} = \Lambda_R + \Lambda_{V.S} + \Lambda_{S.B} + \Lambda_{A.G}$.

Pentru cazurile extreme impuse s-au calculat duratele medii de funcționare atît pentru părțile componente (tabela 3), cît și pentru întregul aparat (tabela 4).

Celălalt parametru principal al siguranței de funcționare (probabilitatea de funcționare fără defecțiuni — $P(t)$ —, a fost calculat de asemenea pentru toate cazurile impuse la fiecare bloc în parte și pentru televizorul complet. Calculul s-a făcut pentru patru perioade de funcționare (500 ore, 700 ore, 1 000 ore și 1 500 ore).

## ANSAMBLU GENERAL ȘASIU

$\Lambda_{A.G.\ min.\ min.} = 36{,}377 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{A.G.\ min.\ max.} = 42{,}337 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{A.G.\ max.\ min.} = 62{,}921 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{A.G.\ max.\ max.} = 74{,}15 \times 10^{-5}$ 1/oră

$T_{A.G.\ max.\ max.} = 2\,760$ ore
$T_{A.G.\ max.\ min.} = 2\,362$ ore
$T_{A.G.\ min.\ max.} = 1\,590$ ore
$T_{A.G.\ min.\ min.} = 1\,348$ ore

*Tabela 3/3*

| $t$ (Ore) | $P(t)$ max. % | | $P(t)$ min. % | |
|---|---|---|---|---|
| | max. | min. | max. | min. |
| 500 | 83,45 | 80,9 | 73,12 | 71,39 |
| 750 | 76,26 | 72,82 | 62,5 | 57,4 |
| 1 000 | 69,63 | 65,45 | 53,26 | 47,71 |
| 1 500 | 57,98 | 52,99 | 39,06 | 32,96 |

## TELEVIZOR E-47

| | | |
|---|---|---|
| Rezistențe | $\Lambda$ min. min. | $= 22{,}485 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ min. max. | $= 35{,}38 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. min. | $= 26{,}555 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. max. | $= 39{,}46 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| Condensatoare | $\Lambda$ min. min. | $= 5{,}4807 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ min. max. | $= 19{,}91 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. min. | $= 14{,}0974 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. max. | $= 43{,}3 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| Tuburi electronice | $\Lambda$ min. min. | $= 26{,}88 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ min. max. | $= 42{,}6 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. min. | $= 32{,}485 \times 10^{-6}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. max. | $= 54 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| Restul pieselor și subansamblurilor | $\Lambda$ min. min. | $= 33{,}782 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ min. max. | $= 33{,}782 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. min. | $= 65{,}98 \times 10^{-5}$ 1/oră |
| | $\Lambda$ max. max. | $= 65{,}98 \times 10^{-5}$ 1/oră |

$\Lambda_{T.V.\ min.\ min.} = 88{,}4277 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{T.V.\ min.\ max.} = 131{,}672 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{T.V.\ max.\ min.} = 139{,}1174 \times 10^{-5}$ 1/oră
$\Lambda_{T.V.\ max.\ max.} = 202{,}74 \times 10^{-5}$ 1/oră

$T_{T.V.\ max.\ max.} = 1\,132$ ore
$T_{T.V.\ max.\ min.} = 760$ ore
$T_{T.V.\ min.\ max.} = 718$ ore
$T_{T.V.\ min.\ min.} = 493$ ore

*Tabela 4*

| $t$ (ore) | $P(t)$ max. % | | $P(t)$ min. % | |
|---|---|---|---|---|
| | max. | min. | max. | min. |
| 500 | 64,4 | 51,69 | 50,15 | 36,42 |
| 750 | 51,69 | 37,4 | 36,35 | 21,87 |
| 1 000 | 41,48 | 26,80 | 24,41 | 13,27 |
| 1 500 | 26,55 | 13,86 | 18,37 | 3,37 |

Valorile obținute sînt trecute în aceleași tabele 2, 3 și 4 iar în figura 3 sînt reprezentate curbele $P\,(t)_{max.\ max.}$ și $P\,(t)_{min.\ min.}$ în funcție de timpul de exploatare pentru televizorul complet.

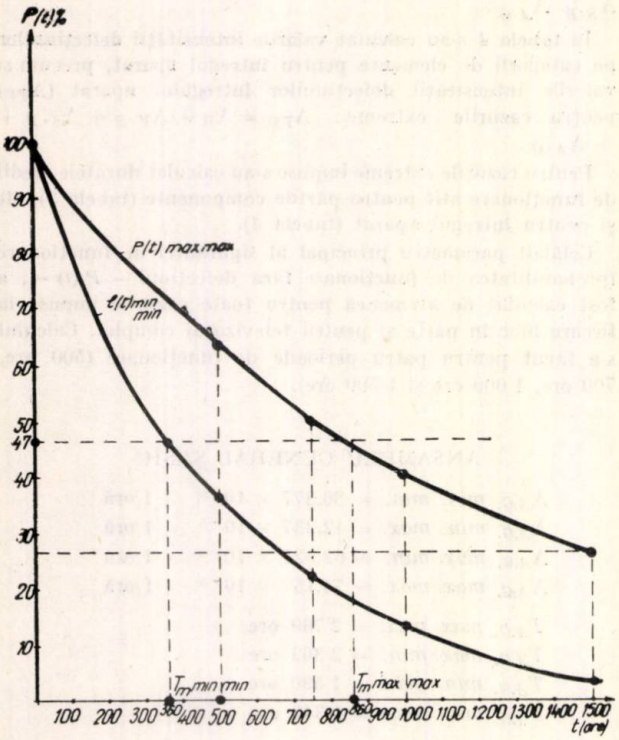



Fig. 3

## CONCLUZII

Cu tot caracterul oarecum convențional al calculului, din cauza unor admisiuni destul de largi și din cauza greutății de a se ține seama de toate condițiile de exploatare, calculul siguranței de funcționare are o mare importanță pentru aprecierea siguranței de funcționare a aparaturii noi elaborate.

Calculul preliminar al siguranței de funcționare permite să se aprecieze părțile slabe ale produsului elaborat, pe blocuri sau grupuri de elemente și să se prevadă măsuri care să asigure siguranța prescrisă prin modificarea regimului electric și termic.

Calculul definitiv al siguranței de funcționare arată în ce măsură se încadrează aparatul în norma de siguranță de funcționare, în urma modificărilor făcute asupra regimului termic și electric, modificări dictate de calculul preliminar al siguranței de funcționare.

Comparînd valorile parametrilor siguranței de funcționare, obținută prin prelucrarea datelor statistice asupra defecțiunilor de exploatare, cu valoarea parametrilor siguranței de funcționare obținută prin calcul, rezultă că prin calcul se obțin valori mai mici decît cele oferite de datele statistice (de 1, 2 pînă la 1,5 ori).

Acest fapt se datorește în primul rînd regimului de funcționare, care este mai ușor decît se consideră în calcul, și în al doilea rînd caracterului aproximativ al valorilor intensității defecțiunilor elementelor ($\lambda_i$).

Durata medie de funcționare fără defecțiuni a televizorului E-47, exprimată în luni funcționare (se consideră în medie o exploatare de 3 ore zilnic), corespunde la 5 luni, în cazul cel mai defavorabil ($T_{TV\ min.\ min.}$), și la 12 luni în cazul cel mai favorabil ($T_{TV\ max.\ max.}$), ceea ce reprezintă o performanță destul de bună.

Din curbele ridicate în figura 3 se poate deduce cu ușurință care este durata medie minimă și maximă de funcționare pentru orice probabilitate de funcționare fără defecțiuni a televizorului respectiv. Verticalele coborîte, în punctele de intersecție a curbelor cu orizontala corespunzătoare probabilității dorite, indică tocmai durata medie, minima ($T_{m\ min.\ min.}$) și maxima ($T_{m\ max.\ max.}$) de funcționare fără defecțiuni. (Un exemplu se vede pe figura 3).

— Dintre toate blocurile funcționale, blocul rotactor are siguranța cea mai mare în funcționare, iar ansamblul general cea mai mică.

Aceasta este explicabil datorită numărului diferit de piese ce compun blocurile respective.

— Deși blocul videosunet comportă un număr de elemente componente mai mare decît ansamblul general, totuși siguranța lui în funcționare este mai ridicată, din cauză că regimul electric în exploatare este mai ușor decît în ansamblul general.

Faptul că blocul rotactor are o siguranță mărită în funcționare, reprezintă o performanță deosebită a televizorului respectiv, deoarece posibilitățile de intervenție în interiorul acestui bloc sînt reduse la minimum. Datorită frecvențelor ridicate la care lucrează circuitele blocului amintit, orice intervenție făcută în interiorul lui, mai ales fără ajutorul unei aparaturi adecvate de măsură și control, conduce la modificarea parametrilor lui de funcționare.

Evaluînd siguranța de funcționare din punctul de vedere al grupelor de elemente, se constată că siguranța cea mai mare o prezintă grupa de condensatoare, îi urmează grupa de rezistențe și pe ultimul loc se situează grupa tuburilor electronice.

## BIBLIOGRAFIE


[1] CĂTUNEANU, V. M. *Calculul siguranței de funcționare a aparaturii electronice, în curs de elaborare*, Telecomunicații, nr. 1/65, 1964, pag. 10—14.

[2] CĂTUNEANU, V. M. *Bazele teoretice ale siguranței de funcționare a aparaturii electronice*, Telecomunicații, nr. 7/964, pag. 289—300 și nr. 8/1964, pag. 327—333.

Ing. GHEORGHE STĂNCIULESCU

# Stabilirea necesarului de căi de comunicație pe baza statisticilor de trafic în telefonia interurbană

## I. GENERALITĂȚI

Ca în toate domeniile de activitate ale economiei noastre socialiste, în plină dezvoltare, în ramura telecomunicațiilor se creează, ca o consecință a cerințelor mereu crescînde ale oamenilor muncii și organizațiilor de stat, noi instalații menite să satisfacă solicitările de comunicații în cele mai bune condiții calitative.

Rețeaua de telecomunicații este de o complexitate caracteristică pentru a răspunde cerinței de transmitere a informației între toate punctele sale, puncte situate în cele mai variate coordonate și într-un număr foarte mare.

În aceste condiții, stabilirea necesarului de căi de comunicație pe anumite direcții, precum și cunoașterea utilizării celor existente, este o problemă esențială, prin a cărei rezolvare cît mai aproape de realitate se păstrează echilibrul între distribuția centrelor cu pondere de trafic în continuă schimbare și posibilitățile de comunicații pe direcțiile respective.

Numărul necesar de căi de comunicație (prin cale de comunicație înțelegîndu-se ansamblul tuturor instalațiilor care concură la crearea posibilităților de transmitere a informațiilor între două posturi telefonice) se stabilește pe baza unor statistici de trafic, ce se întocmesc pe toate direcțiile rețelei telefonice interurbane, pe o perioadă anumită, simultan în toate centralele din țară. Datele furnizate de aceste statistici sînt prelucrate, dînd în final indicații asupra numărului căilor de comunicație necesare și gradului de utilizare a celor existente.

Expunerea ce urmează încearcă să prezinte această problemă într-un mod cît mai unitar și accesibil.

## 2. EXPLOATAREA INSTALAȚIILOR TELEFONICE

Exploatarea centralelor telefonice interurbane se face după mai multe sisteme, fiecare prezentînd anumite avantaje și dezavantaje. La aplicarea unui anumit sistem de exploatare se are în vedere, pe de o parte, obținerea unor legături cu indici calitativi cît mai ridicați, și pe de altă parte, realizarea de cheltuieli minime prin utilizarea rațională a instalațiilor de telecomunicații.

Există cazuri cînd nevoile anumitor abonați cer o deservire imediată, capacitatea instalațiilor trebuind să fie cu mult superioară volumului solicitărilor. Acest sistem ar fi convenabil pentru abonați, dar nu ține cont de necesitatea utilizării raționale a mijloacelor tehnice.

De obicei capacitatea instalațiilor de telecomunicații se alege astfel încît să nu existe convorbiri interurbane care să depășească peste o oră.

Sistemele de exploatare ale rețelei telefonice interurbane utilizate în diverse țări sînt următoarele:

1. Sistemul de exploatare cu comandă.
2. Sistemul de exploatare cu deservire imediată.
3. Sistemul de exploatare cu rechemare (rapid).
4. Sistemul de exploatare combinat.

*Sistemul de exploatare cu comandă* este cele mai răspîndit actualmente în țara noastră și el constă în principiu din următoarele operațiuni:

— comanda prealabilă a convorbirii;

— transmiterea acestei comenzi la schimbătorul interurban în care sînt conectate căile transmisiunii cerute;

— efectuarea convorbirii telefonice interurbane comandate.

Din cele arătate mai sus reies și particularitățile acestui sistem de exploatare și anume:

*a.* Primirea comenzilor pentru convorbiri și efectuarea lor se face la poziții diferite de lucru.

*b.* Între momentul primirii comenzii și momentul efectuării convorbirii se scurge un timp oarecare, denumit timp de așteptare.

Semnificația și esența timpului de așteptare se poate deduce ușor și prin exemplificarea din figura 1, unde se prezintă graficul primirii comenzilor într-un interval de 24 de ore față de posibilitățile instalațiilor (capacitatea lor), precum și graficul executării convorbirilor telefonice. Analizînd graficul din figura 1 se poate constata, de asemenea, fenomenul acumulării comenzilor de convorbiri în orele de trafic maxim.

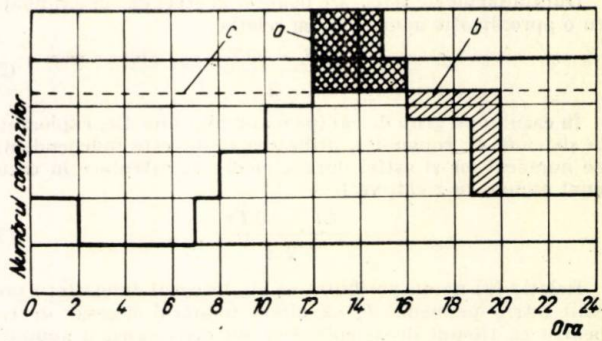



Fig. 1. *Graficul comenzilor primite și al comenzilor efectuate într-o centrală în sistemul de exploatare cu comandă*

*c.* În urma acumulării în orele de vîrf a comenzilor neefectuate, acestea se vor satisface în orele următoare, mărindu-se astfel timpul de așteptare dar în același timp creîndu-se o utilizare orară mai bună a căilor de transmisiune.

*Sistemul de exploatare cu deservire imediată* constă în transmiterea comenzilor direct poziției de lucru de efectuare a convorbirii. Pentru un procent ridicat de cazuri (80—90%) se creează imediat condițiile efectuării convorbirii solicitate, cu un timp de așteptare de 1—2 minute. Pentru celelalte cazuri (10—20%) se admite un timp de așteptare mai mare datorită lipsei căilor libere, comenzile fiind înregistrate separat și efectuîndu-se pe măsura liberării căilor pe direcțiile necesare.

În acest sistem de exploatare procesul de producție este simplificat și în același timp deservirea marii majorități a solicitărilor este promptă. Aceste avantaje sînt însă dobîndite pe seama unui coeficient scăzut de utilizare a căilor de comunicație.

*Sistemul de exploatare cu rechemare* constă în deservirea comenzilor de convorbire, care se face imediat, iar în cazul cînd pe direcția solicitată nu sînt în acel moment căi libere, se comunică solicitantului să revină după un interval de timp scurt.

*Sistemul de exploatare combinat* constituie o metodă de exploatare în care se utilizează combinat două sau mai multe din sistemele amintite mai sus.

## 3. CALCULUL NUMĂRULUI NECESAR DE CĂI DE COMUNICAȚIE

### a. În cazul sistemului de exploatare cu comandă

După cum am arătat și mai înainte, sistemul de exploatare cu comandă este cel mai indicat în cazul cînd numărul comenzilor de convorbire depășește posibilitatea de deservire a lor, imediat. În acest caz însă este necesar ca timpul de așteptare la efectuarea convorbirilor să nu fie mare.

Din aceste considerente este indicat ca în calculul numărului necesar de căi de comunicație să nu se țină seama numai de utilizarea lor în decurs de 24 ore, ci și de timpul de așteptare la efectuarea convorbirilor.

Să presupunem că pe o cale, într-un interval de timp oarecare $T$ ore, se va cere efectuarea unui număr de $C$ convorbiri cu o durată medie de $t$ minute, ceea ce ne va da o sarcină de $Ct$ minute ocupate.

Sarcina pe care o poate satisface calea în intervalul $T$ este de $T$ 60 minute ocupat. Dacă în acest sistem sarcina depășește posibilitățile căii, înseamnă că:

$$Ct > T60 \qquad (1)$$

Diferența $Ct - 60T$ reprezintă din punct de vedere fizic sarcina nesatisfăcută în intervalul de timp $T$, sarcină ce va fi satisfăcută în orele următoare, o dată cu eliberarea căii. Ea poate fi privită ca durată maximă posibilă de așteptare a comenzilor sosite în perioada $T$ și reținute din cauza capacității insuficiente a căilor pe direcția respectivă ($Ct > 60T$).

Admițînd o distribuție întîmplătoare a executării comenzilor deservite în perioada $T$ (adică $60T$ minute ocupat), timpul de așteptare va fi cu siguranță repartizat între 0 și valoarea maximă $Ct - 60T$.

Durata medie de așteptare poate fi în acest caz determinată cu o aproximație admisibilă cu relația :

$$\gamma = \frac{Ct - 60T}{2} \tag{2}$$

În cazul unui grup de căi (pe o anumită direcție, exploatate în sistemul de comandă), utilizarea căilor este independentă de numărul lor și astfel durata medie de așteptare în cazul unui număr de $x$ căi, va fi :

$$\gamma_x = \frac{Ct - 60Tx}{2x} \tag{3}$$

Relația (3) ne dă posibilitatea ca, în cazul cunoașterii sarcinii într-o perioadă $T$, să aflăm numărul necesar de căi pentru ca timpul de așteptare să nu depășească o anumită valoare $\gamma$.

Numărul de căi necesar astfel determinat nu ține însă seama de faptul că există posibilitatea ca în intervalul de timp următor perioadei $T_1$ studiate să existe în continuare relația :

$$C_2 t_2 \geqslant 60\ T_2 \tag{4}$$

sau în cazul în care totuși $C_2 t_2 < 60\ T_2$, diferența $60\ T_2 - C_2 t_2$ să nu fie suficientă pentru a acoperi sarcina rămasă din perioada anterioară $T_1$ ($C_1 t_1 - 60\ T_1$).

De aceea, după determinarea numărului necesar de căi cu ajutorul relației (3), pe baza datelor corespunzătoare unei perioade $T_1$, trebuie să se facă o verificare, introducîndu-se datele corespunzătoare unei perioade $T' = T_1 + T_2$ (de obicei $T_1$ este ora de sarcină maximă) și dacă timpul mediu de așteptare depășește în acest caz valoarea admisă, este necesar să refacem calculul numărului necesar de căi, cu ajutorul datelor corespunzătoare perioadei $T'$. După această operațiune va fi necesară din nou o verificare pentru o perioadă $T'' = T_1 + T_2 + T_3 \ldots$ ș.a.m.d., pînă în momentul în care verificarea va duce la un timp mediu de așteptare sub cel admis.

Numărul de căi determinat prin procedeul arătat nu ține, de asemenea, seama de faptul că este posibil să existe în perioada $T_1$ și comenzi nesatisfăcute din perioada anterioară $T_0$. Pentru a include și această posibilitate în calculul nostru, este necesar să verificăm dacă : $C_0 t_0 \leqslant 60\ T_0$. Dacă această relație nu este satisfăcută, atunci va trebui să recalculăm numărul necesar de căi cu ajutorul datelor corespunzătoare unei perioade $T$, în care am inclus și perioada $T_0$. Trebuie să menționăm că există probabilitatea ca nu numai într-o perioadă $T_0 = 1$ oră să nu fie satisfăcută relația $C_0 T_0 \leqslant 60\ T_0$ ; de aceea se va verifica satisfacerea acestei relații în mai multe ore anterioare perioadei $T_1$, incluzîndu-se în $T_0$ toate orele în care această relație nu este satisfăcută și care se găsesc una după alta înaintea perioadei inițiale $T_1$.

După efectuarea acestei corecții, este din nou necesară verificarea asupra capacității de redresare a perioadei următoare celei luate în considerație în calcul, procedînd așa cum s-a indicat mai înainte, și abia în final numărul necesar de căi de comunicație găsit va fi cel de care trebuie să se țină cont în dezvoltarea instalațiilor de telecomunicații.

Practic, calculul arătat mai sus poate fi simplificat prin analiza graficului sarcinii pe 24 de ore (fig. 1), în care vom trasa ordonata sarcinii posibile de satisfăcut (60 minute în cazul statisticii pe o cale, sau $60X$ în cazul statisticii pe X căi). Din această analiză va rezulta o perioadă de timp $T'$ în care ordonatele graficului sarcinii depășesc ordonata sarcinii posibile de satisfăcut.

Se va calcula apoi sarcina totală nesatisfăcută în perioada $T'$ și anume :

$$K' = \sum_{i=1}^{n'} (C_i t_i - 60\ X) \tag{5}$$

unde $n'$ este numărul orelor cuprinse în perioada $T'$ (în cazul diviziunii axei absciselor în ore).

Această sarcină nesatisfăcută (reprezentată pe graficul nostru de suprafață dublu hașurată) va fi compensată în orele următoare perioadei $T'$ cu capacitatea neutilizată a căilor :

$$K'' = \sum_{i=1}^{n''} (60\ X - C_i t_i) \tag{6}$$

Din egalizarea $K' = K''$ va rezulta un număr de ore $n''$ și în consecință o perioadă de timp $T''$. Capacitatea neutilizată a căilor de comunicație folosită pentru compensarea sarcinii nesatisfăcute este reprezentată în figura 1 suprafața simplu hașurată.

Perioada ce urmează a se lua în considerație la calculul necesarului de căi de comunicație este : $T = T' + T''$.

**b. În cazul sistemului de exploatare imediată**

În cazul acestui sistem, utilizarea căilor de comunicație nu este independentă de numărul căilor din grup pe direcția respectivă. De asemenea, în acest sistem de exploatare nu mai putem considera ca indice principal timpul de așteptare ci vom lua în considerație în calculul necesarului de căi de comunicație faptul că numai un procent mic (10—20%) al comenzilor primite vor fi satisfăcute cu un timp de așteptare superior, restul de 80—90% fiind deservite cu un timp de așteptare mic (1—2 minute).

Este necesar deci să apelăm la un calcul al probabilității de apariție a unei comenzi pe o anumită direcție, cînd aceasta este ocupată.

Această probabilitate (care în cazul nostru reprezintă tocmai procentul de 10—20% comenzi nesatisfăcute imediat datorită ocupării căilor pe direcția respectivă) a așteptării superioare unui anume timp $\tau$, $[P(> \tau)]$ este dată de relația dedusă de E. N. Buhman :

$$P(> \tau) = P(> \theta)\, e^{-(x-y)\frac{\tau}{\theta}} \tag{7}$$

în care :

$$P(> \theta) = \frac{\dfrac{y^x}{x} \cdot \dfrac{x}{x-y}}{\displaystyle\sum_{i=0}^{i=x-1} \frac{yi}{i!} + \left(\frac{y^x}{x!} \cdot \frac{x}{x-y}\right)} \tag{8}$$

unde :

$x$ este numărul de căi în direcția dată ;
$y$ — sarcina în direcția dată ;
$\tau$ — timpul de așteptare admis ;
$\theta$ — timpul mediu de terminare a convorbirii anterioare.

Timpul mediu de terminare a convorbirii $\theta$ depinde de caracterul repartizării timpului de ocupare a căii $t_k$ și este dat de relația :

$$\theta = \frac{t_k\ (1 + V^2)}{2} \tag{9}$$

în care $V$ este coeficientul variației în repartizarea lui $t_k$.

În cazul în care probabilitatea ocupării căii un timp mai mare decît $t - P(> t)$ variază după o lege exponențială, adică : $P(> t) = e^{-t}$, $V = 1$ și în consecință $\theta = t_k$,

în cazul în care $t_k = constant$, $V = 0$ și $\theta = \dfrac{t_k}{2}$.

Se vede că dacă se cunoaște legea de variație a timpului de ocupare a căii, sarcina de trafic, dacă se dă un anumit timp de așteptare normat și o probabilitate de nesatisfacere a comenzii în timpul $\tau$ (adică procentul de comenzi nesatisfăcute din totalul celor primite), se poate determina cu ajutorul relațiilor (8) și (9) numărul necesar de căi de comunicație.

Deoarece calculele aferente rezolvării problemei noastre cu ajutorul relațiilor menționate sînt foarte laborioase, E. N. Buhman a întocmit nomograme de determinare a numărului de căi necesare în două ipoteze cu privire la $P(> \tau)$ (10 și 20%) (fig. 2 și 3 din [6]).

În unele cazuri totuși este necesar a se ține seama la determinarea numărului necesar de căi de timpul mediu de aștep-

tare. În acest caz putem privi valoarea $P(>\tau)$ ca un număr relativ al abonaţilor ce au făcut comenzi şi sînt în aşteptare după scurgerea timpului $\tau$.

În acelaşi timp suma tuturor valorilor $P(>\tau)$, adică $\int_0^\infty P(>\tau)\,d\tau$, reprezintă timpul total de aşteptare pentru întreaga masă a abonaţilor care sînt în aşteptare şi — deoarece

Plecînd de la relaţia (10) s-au întocmit nomograme care permit ca, pe baza cunoaşterii sarcinii de trafic, a legii de variaţie a timpului de ocupare a căii şi dîndu-se un anumit timp de aşteptare, să se deducă foarte uşor numărul necesar de căi de comunicaţie, (fig. 4 şi 5 din [6]).

Din studiul acestor nomograme se observă că valoarea numărului de căi necesar nu este influenţată în mod esenţial de caracterul legii de variaţie a timpului de ocupare a căii.

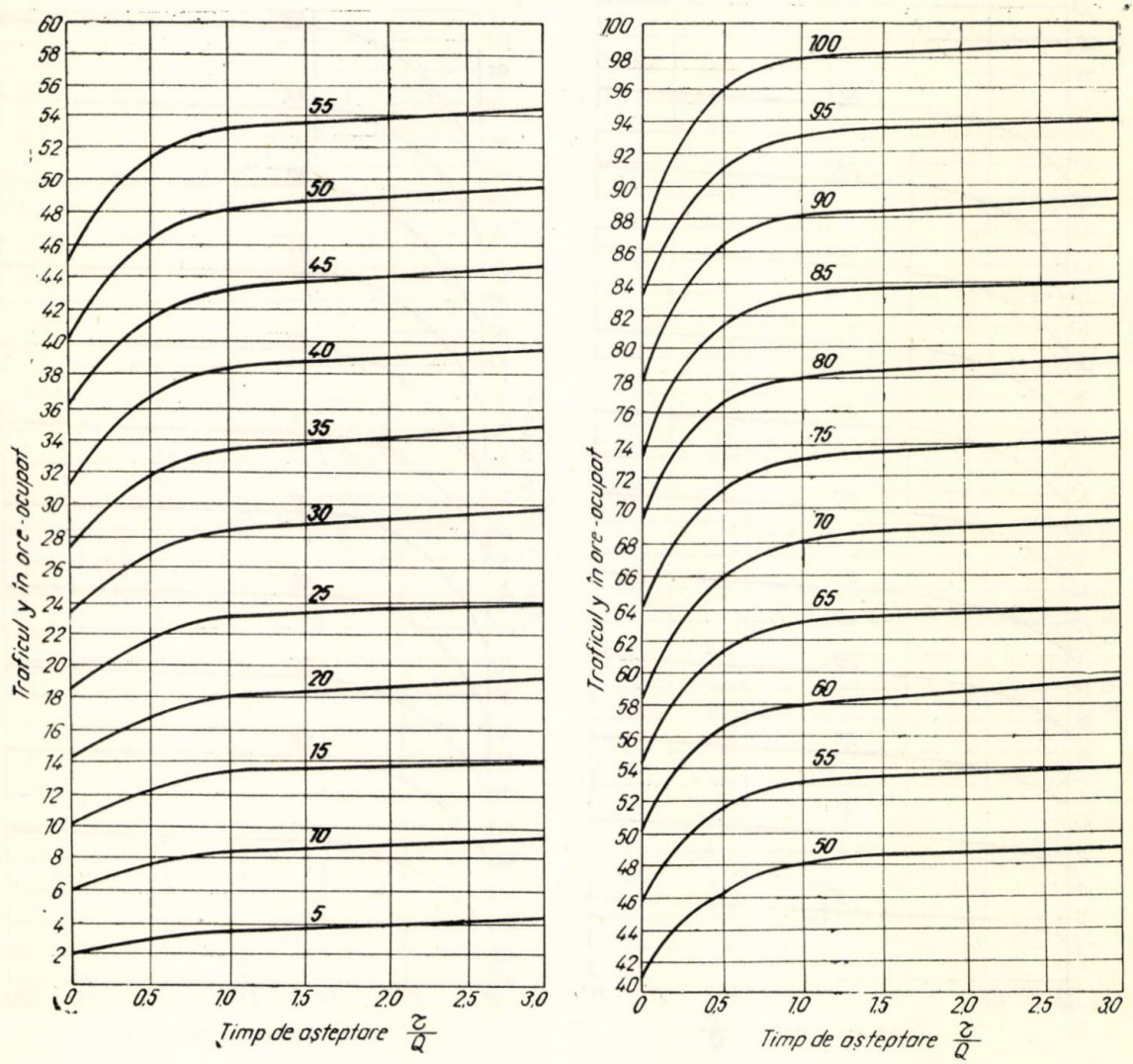



Fig. 2. *Nomogramele pentru determinarea numărului de căi pentru timpul dat de aşteptare* $\frac{\tau}{\theta}$ *la probabilitatea* $P(>\tau)$ *de întrecere a acestui timp egală cu 0,1 adică* $P(>\tau) = 10\%$

numărul de apeluri s-a luat egal cu unitatea — timpul mediu de aşteptare este dat de relaţia :

$$\gamma = \int_0^\infty P(>\tau)\cdot d\tau =$$

$$= \int_0^\infty P(\theta)\, e^{-(x-y)\frac{\tau}{\theta}}\, d\tau = P(\theta)\int_0^\infty e^{-(x-y)\frac{\tau}{\theta}}\, d\tau$$

$$\gamma = P(>\theta) - \frac{\theta}{x-y}\, e^{-(x-y)\frac{\tau}{\theta}}\Big|_0^\infty = P(>\theta)\,\frac{\theta}{x-y} \qquad (10)$$

$$\gamma = P(>\theta)\,\frac{\theta}{x-y}$$

**c. În cazul sistemului de exploatare cu rechemare (rapid)**

În acest sistem calitatea deservirii este dată de pierderile (sau refuzurile) de a da legăturile cerute, din cauza lipsei de căi de comunicaţie libere.

Dependenţa numărului de căi de comunicaţie de pierderile relative şi sarcina de trafic sînt reprezentate în nomograme (fig. 6 şi 7 din [6]) care permit determinarea operativă a numărului de căi de comunicaţie.

## 4. INFLUENŢA ELEMENTELOR COMPONENTE ALE CĂII DE COMUNICAŢIE ŞI A ELEMENTELOR DE STABILIRE A LEGĂTURII ASUPRA UTILIZĂRII CĂILOR RESPECTIVE

În materialul expus anterior au survenit pe parcurs o serie de noţiuni care din punct de vedere teoretic sînt determinate. Totuşi unele dintre acestea, în practică, nu sînt tocmai uşor

de încadrat, suferind influența unor factori pe care nu i-am luat încă în considerație.

Astfel, în decursul expunerii s-a considerat permanent că : „sarcina posibilă de satisfăcut este egală cu 60 $X$ minute pe oră" unde $X$ reprezenta numărul de căi existente. În realitate însă este imposibil ca o cale de comunicație să fie utilizată permanent numai pentru efectuare de convorbiri, deoarece, pentru realizarea legăturii respective, se efectuează anumite

— realizarea legăturii telefonice ;
— controlul efectuării convorbirii.

Aceste operațiuni se efectuează folosind un ansamblu de instalații de dare a legăturii și ele necesită consumarea unui timp apreciabil din cele 60 minute ale unei ore de trafic.

Pe lîngă factorii specifici personalului ce efectuează aceste operațiuni (pregătire temeinică, îndemînare — de execuție, atenție distributivă, rutină în executarea operațiunilor și cu-

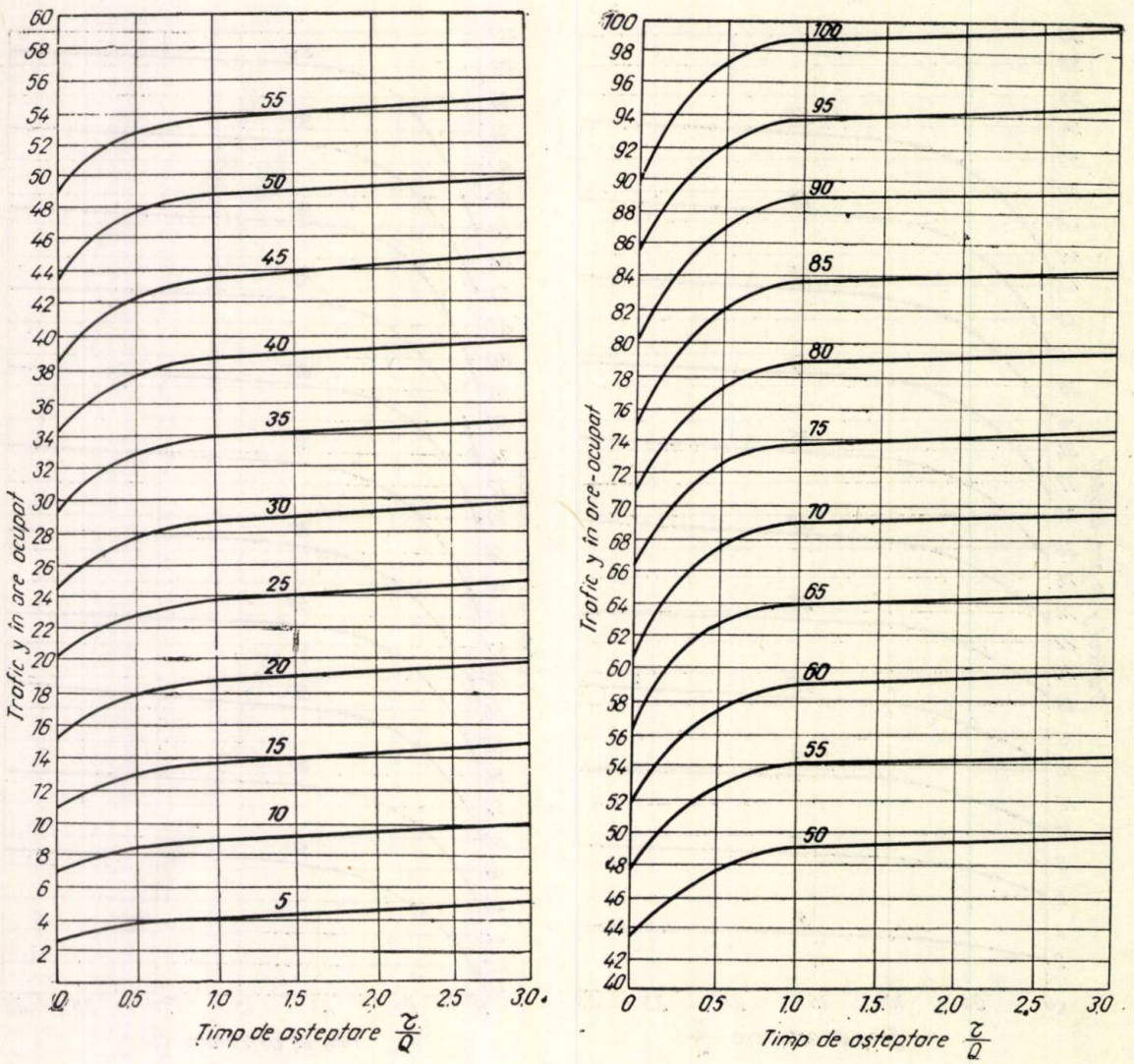



Fig. 3. *Nomogramele de determinare a numărului de căi pentru timpul dat de așteptare* $\frac{\tau}{\theta}$ *la probabilitatea* $P\,(>\tau)$ *de întrecere a acestui timp egală cu 0,2 adică* $P\,(>\tau) = 20\%$

operațiuni care fac parte din procesul de producție al telefonistei, ce exploatează instalațiile respective, într-unul din sistemele arătate mai înainte.

De asemenea, elementele componente ale căii de comunicație, precum și capacitatea de lucru a elementelor de darea legăturii, influențează în mod hotărîtor gradul de utilizare a căilor de telecomunicație.

Aceste aspecte sînt cu atît mai importante, cu cît datele asupra sarcinii de trafic în decursul a 24 ore se calculează pe baza statisticilor în care se înscriu duratele efective ale convorbirilor solicitate, fără a se ține seama de timpii auxiliari necesari realizării legăturii.

Pentru realizarea posibilității de comunicație în telefonia interurbană se execută de către personalul telefonist următoarele operațiuni :

— pregătirea abonatului de plecare ;
— ocuparea circuitului telefonic interurban ;

noașterea perfectă a echipamentului manipulat), intervin factori ce depind de calitatea funcționării instalațiilor respective. Astfel, trebuie avut în vedere numărul necesar de organe de dare a legăturii, funcționarea lor corectă și eliminarea oricărei posibilități de perturbare a legăturii, datorită acestora.

Putem arăta că este complet neeconomic să creăm căi de comunicație într-un număr necesar și de calitate corespunzătoare, ele fiind constituite fie din linii de telecomunicații pe distanțe apreciabile, fie din echipamente cu curenți purtători, deci foarte costisitoare, și în același timp să nu dăm atenția cuvenită instalațiilor de dare a legăturii, a căror influență asupra utilizării căilor de comunicație este foarte mare.

Este bine să menționăm că aceste instalații de dare a legăturii sînt destul de complexe și supuse unei uzări continue datorită folosirii lor neîntrerupte. De aceea este necesar să

urmărească atent aceste instalaţii şi să se efectueze lucrări de întreţinere a lor de cea mai bună calitate.

Din analiza datelor practice de exploatare a căilor de comunicaţie se constată că din timpul total de funcţionare a căii,

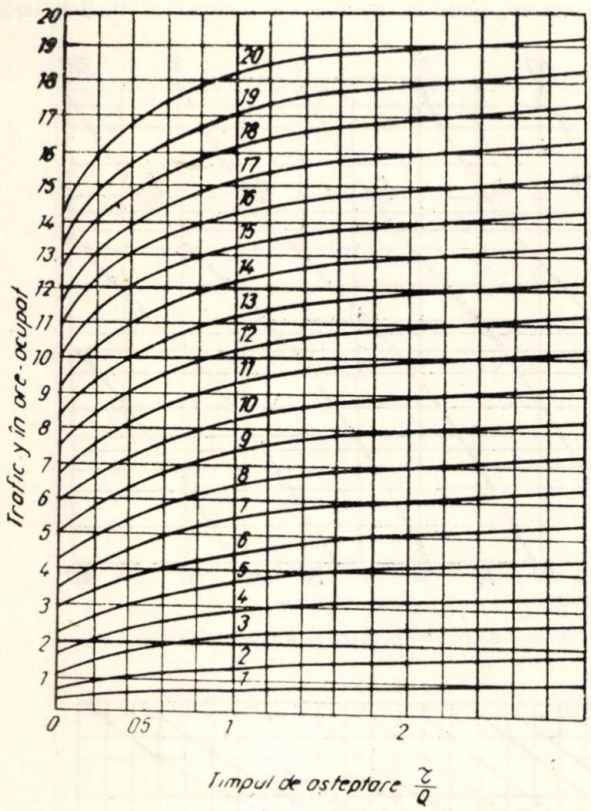



Fig. 4. *Nomogramele pentru calculul numărului de căi de comunicaţie pentru timpul dat de aşteptare* $\frac{\tau}{\theta}$ *la probabilitatea* $P\,(>\tau)$ *de întrecere a acestui timp egală cu 0,1*

## 5. ALEGEREA PERIOADEI DE REFERINŢĂ, ÎN CARE SE URMĂRESC PARAMETRII CE INTERVIN ÎN CALCULUL NECESARULUI DE CĂI DE COMUNICAŢII

În calculul necesarului de căi de comunicaţie în diverse ipoteze intervin anumiţi parametri, a căror valoare se determină pe baza unor situaţii statistice ce se întocmesc în anumite perioade.

Astfel, graficul sarcinii de trafic în 24 de ore, care furnizează indicaţiile de bază în calculul necesarului de căi, nu trebuie să reprezinte datele de trafic ale unei singure zile, ci este necesar ca să se urmărească acest parametru în decursul mai multor zile, după care să se întocmească un grafic al sarcinii medii de trafic pe întreaga perioadă de referinţă în scopul obţinerii unor date cît mai apropiate de realitate, ţinînd cont de faptul că cu cît numărul încercărilor (probelor) este mai mare, cu atît probabilitatea ca valorile reale să se apropie de cele calculate este mai mare.

De asemenea, însăşi perioada de efectuare a statisticilor constituie o problemă de cea mai mare importanţă, deoarece datele culese în acest interval de timp trebuie să fie reprezentative pentru mulţimea valorilor pe care mărimile studiate le iau în decursul timpului.

Din analiza variaţiei volumului comenzilor efectuate, raportat la valoarea medie (fig. 8), se poate deduce perioada optimă de întocmire a statisticii de trafic, adică acea perioadă care se bucură de cea mai mare probabilitate, ca în ea valoarea acestui parametru să fie apropiată de valoarea sa medie. În cazul de faţă, această perioadă ar fi indicat a se amplasa în jurul punctului $T_R$, adică aproximativ la sfîrşitul lunii a VII-a a anului.

Bineînţeles că în eventualitatea efectuării mai multor statistici pe an, (de exemplu două) probabilitatea obţinerii unor rezultate apropiate de realitate este mai mare. Dacă indicaţiile furnizate de aceste două perioade de referinţă vor fi prelucrate şi interpretate la un loc, atunci este de dorit fie ca aceste două perioade să corespundă caracterului de variaţie a parametrului în jurul valorii medii, fie ca ele să corespundă caracterului de variaţie a parametrului în jurul valorii minime şi respectiv maxime.

În primul caz însă probabilitatea apariţiei de valori diferite în cele două încercări este redusă, astfel că în acest caz amplasarea în a doua variantă ar promite obţinerea unor indicaţii noi care să ne permită stabilirea necesarului de căi de comunicaţie cît mai apropiat de realitate.

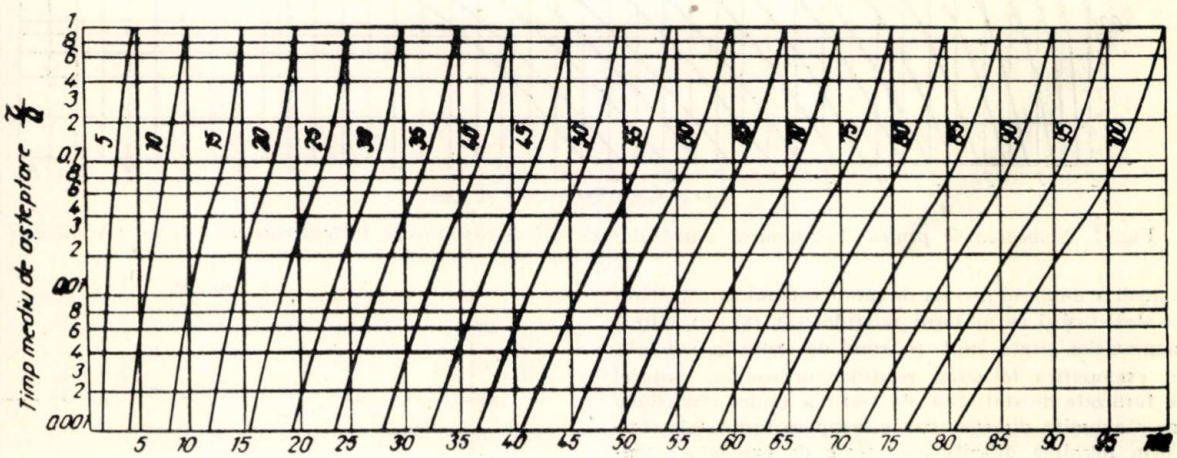



Fig. 5. *Nomogramele pentru calculul numărului de linii pentru timpul mediu de aşteptare* $\frac{\tau}{\theta}$

un procent de 30—35% este utilizat pentru efectuarea operaţiunilor auxiliare arătate mai sus şi numai 65—70% pentru efectuarea convorbirilor.

Este necesar deci ca în calculul numărului necesar de căi de comunicaţie să luăm în consideraţie acest coeficient de utilizare a căii, pentru a putea obţine rezultate cît mai apropiate de realitate.

Trebuie, de asemenea, de menţionat că graficul din figura 8, care reprezintă prestaţiile executate, nu coincide volumului cerut al prestaţiilor, neluînd în consideraţie pierderile datorită anulării comenzilor. Datorită acestei stări de lucruri, graficul din figura 8 are valorile maxime reduse, tocmai datorită fenomenului arătat mai sus, care în perioada existenţei unui volum mare al comenzilor se accentuează.

## 6. UTILIZAREA PRACTICĂ A METODELOR DESCRISE ŞI EFICIENŢA LOR

După cum am arătat în primul capitol, pentru menţinerea unui echilibru între distribuţia centrelor cu pondere de trafic şi posibilităţile de trafic pe direcţiile respective, este nevoie să se calculeze numărul necesar de căi de comunicaţie, pe baza datelor statistice şi cu ajutorul relaţiilor (3), (8), (9), (10) şi a nomogramelor citate după sistemul de exploatare folosit.

Vom exemplifica folosirea relaţiilor deduse cu ajutorul datelor furnizate de statistica de trafic a anului 1963 (luna mai) pe o anumită direcţie şi vom compara rezultatele obţinute prin folosirea diferitelor sisteme de exploatare, confruntîndu-le şi cu realitatea.

Să luăm de exemplu în studiu direcţia de trafic $A - B$ pentru care se întocmesc statistici de trafic, atît în centrala $A$, cît şi în centrala $B$ (numai pentru sensurile $A - B$ şi respectiv $B - A$); vom totaliza deci datele ambelor statistici.

Din formularul KTF 6—125 putem deduce sarcina de trafic în decursul celor 24 de ore sau, conform celor enunţate la punctul 5, sarcina medie de trafic pe cele 10 zile ale intervalului studiat. Astfel, se întocmeşte graficul [din [figura 9, unde în abscisă avem interval de 24 de ore, iar în ordonată sarcina în minute-ocupat a căilor de comunicaţie pe direcţia $A - B$.

Pentru calculul numărului de căi în sistemul imediat, ne va fi necesar să cunoaştem şi caracterul legii de variaţie a timpului de ocupare a căii; în acest scop vom întocmi graficul din figura 10, unde în abscisă s-a reprezentat timpul, iar în ordonată timpul mediu de ocupare a căii, rezultat din sarcina de trafic în ora respectivă raportată la numărul comenzilor. Din analiza acestui grafic se observă că putem considera, în general, cu o suficientă aproximaţie că $t_k = constant$.

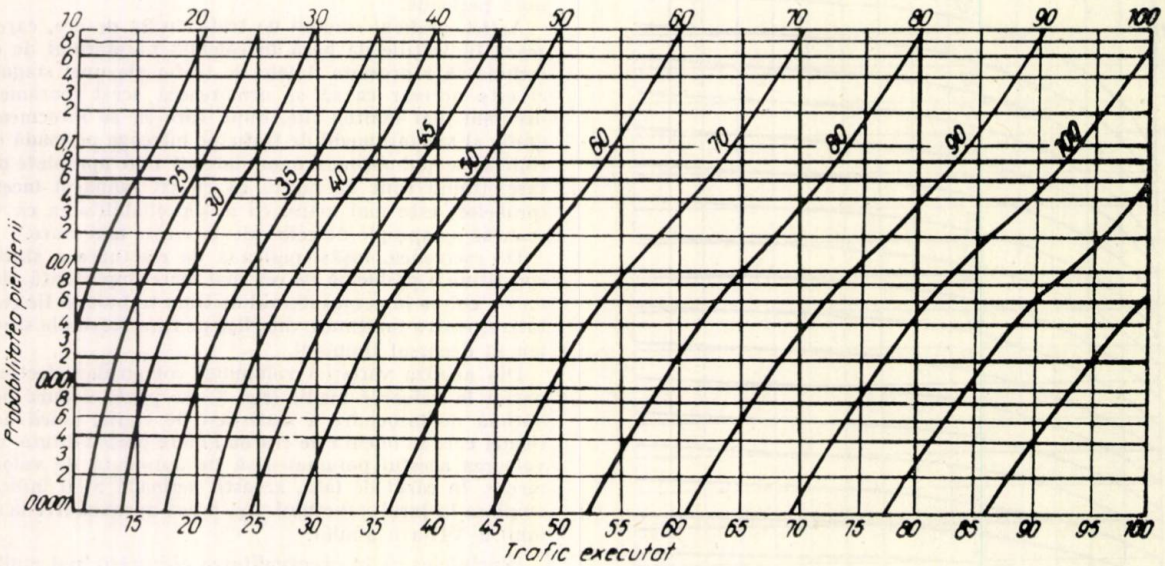



Fig. 6. *Nomogramele pentru determinarea numărului de căi de încercări mari şi pierderi diferite*

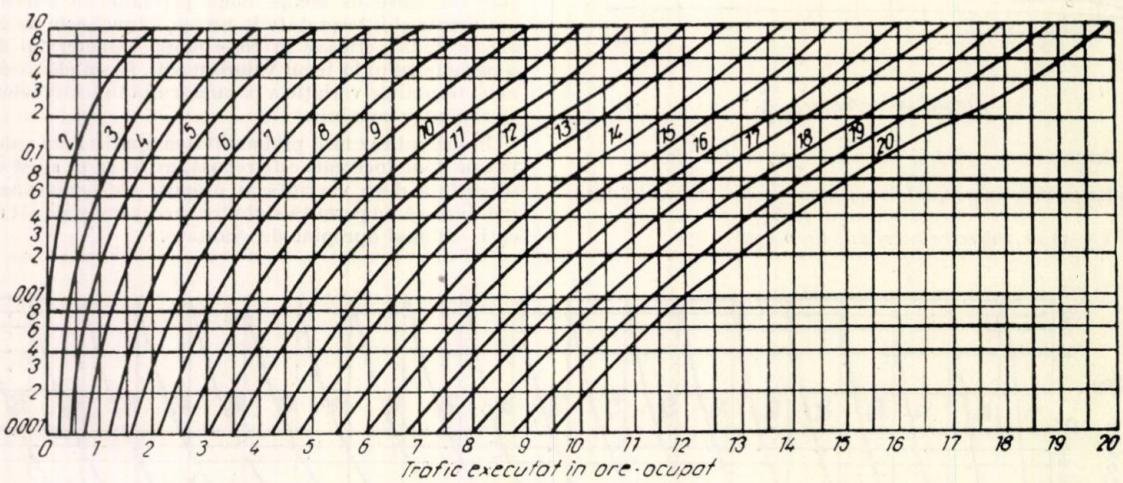



Fig. 7. *Nomogramele pentru determinarea numărului de căi de comunicaţie la încărcare mică şi diferite pierderi*

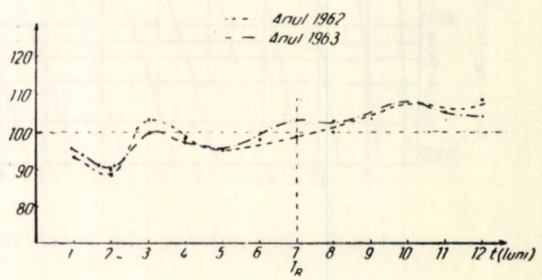
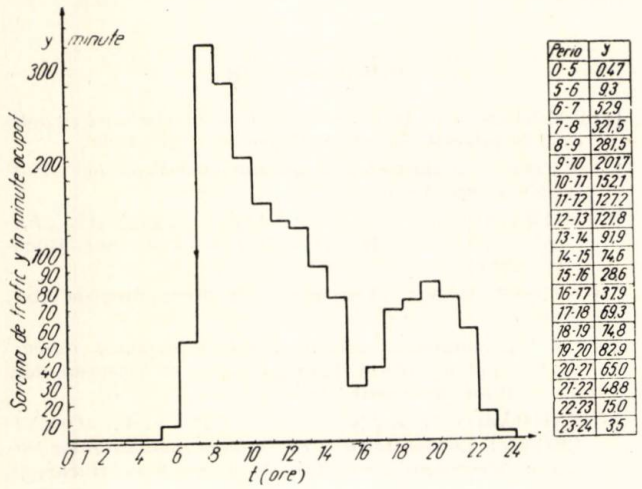



Fig. 8. *Graficul variaţiei volumului prestaţiilor efectuate, în procente faţă de valoarea medie, în decursul unui an*

**a. Calculul numărului necesar de căi pe direcţie A — B în sistemul de exploatare cu comandă**

Folosind relaţia (3) şi presupunînd un timp mediu de aşteptare de 30 minute (ceea ce înseamnă conform relaţiei (2) un timp maxim de o oră) şi luînd sarcina de trafic în ora




| Perio | y |
|---|---|
| 0-5 | 047 |
| 5-6 | 93 |
| 6-7 | 529 |
| 7-8 | 321.5 |
| 8-9 | 281.5 |
| 9-10 | 201.7 |
| 10-11 | 152.1 |
| 11-12 | 127.2 |
| 12-13 | 121.8 |
| 13-14 | 91.9 |
| 14-15 | 74.6 |
| 15-16 | 28.6 |
| 16-17 | 37.9 |
| 17-18 | 69.3 |
| 18-19 | 74.8 |
| 19-20 | 82.9 |
| 20-21 | 65.0 |
| 21-22 | 48.8 |
| 22-23 | 15.0 |
| 23-24 | 35 |

Fig. 9. *Graficul sarcinii medii de trafic pe direcţia A — B*

de vîrf (fig. 9) egală cu $C_1t_1 = 321{,}5$ minute-ocupat, vom găsi :

$$30 = \frac{321{,}5 - 60 \cdot 1 \cdot x}{2\,x}$$

de unde :

$$60\,x = 321{,}5 - 60\,x$$

sau

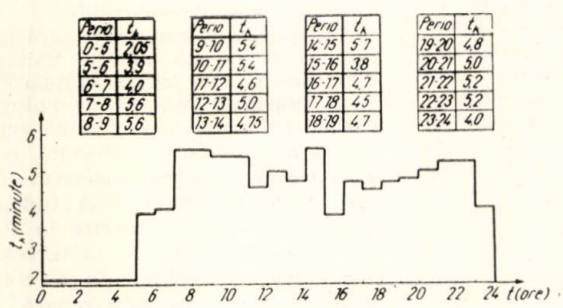
$$120\,x = 321{,}5$$

de aci rezultă :

$$x = \frac{321{,}5}{120} = 2{,}68 \text{ sau rotunjit } 3 \text{ căi.}$$

Urmează acum verificarea justeţei rezultatului pentru $T_2$, conform celor specificate în cap. § II.

$$= \frac{603 - 60 \cdot 2 \cdot 3}{2 \cdot 3} = 60{,}5 \text{ minute} > 30.$$




| Perio | $t_A$ |
|---|---|
| 0-5 | 2.05 |
| 5-6 | 3.9 |
| 6-7 | 4.0 |
| 7-8 | 5.6 |
| 8-9 | 5.6 |

| Perio | $t_A$ |
|---|---|
| 9-10 | 5.4 |
| 10-11 | 5.4 |
| 11-12 | 4.6 |
| 12-13 | 5.0 |
| 13-14 | 4.75 |

| Perio | $t_A$ |
|---|---|
| 14-15 | 5.7 |
| 15-16 | 3.8 |
| 16-17 | 4.7 |
| 17-18 | 4.5 |
| 18-19 | 4.7 |

| Perio | $t_A$ |
|---|---|
| 19-20 | 4.8 |
| 20-21 | 5.0 |
| 21-22 | 5.2 |
| 22-23 | 5.2 |
| 23-24 | 4.0 |

Fig. 10. *Graficul variaţiei timpului mediu de ocupare a căii $t_k$ pe direcţia A — B*

Vom reface deci calculul numărului de căi, luînd în consideraţie şi intervalul $T_2$ :

$$30 = \frac{603 - 60 \cdot 2}{2\,x}$$

de unde :

$$60\,x = 603 - 120\,x$$

sau

$$180\,x = 603$$

deci :

$$x = 3{,}35 \text{ sau rotunjit } 3{,}5 \text{ căi.}$$

Verificăm timpul de aşteptare pentru $T_3$ :

$$= \frac{805 - 60 \cdot 3 \cdot 3{,}5}{2 \cdot 3{,}5} \text{ 25 minute} < 30$$

Verificăm dacă numărul respectiv de căi satisface şi relaţia $C_0t_0 \leqslant 60\ T_0x$ şi pentru ora ce precede perioada luată în calcul, adică :

$$C_0t_0 = 52{,}9 \text{ minute-ocupat}$$

$$60 \cdot x \cdot T_0 = 210 \text{ minute}$$

Deci :

$$C_0t_0 < 60\ x\ T_0$$

Prin urmare numărul de căi este suficient, fără însă a se ţine cont de cele expuse în punctul 4 asupra coeficientului de utilizare a căilor ; introducînd şi această corecţie vom avea :

$$X = x \cdot 100/66 = 5{,}3 \text{ căi.}$$

Faţă de această valoare şi ţinînd cont de eficienţa economică a investiţiilor, se poate stabili numărul căilor de comunicaţie în funcţie pe direcţia $A — B$, care după cît se vede nu poate fi mai mic de 5 pentru realizarea unui timp maxim de aşteptare de una oră.

**b. Calculul numărului necesar de căi pe direcţia A — B în sistemul de exploatare imediat**

Pentru găsirea necesarului de căi de comunicaţie în acest sistem de comunicaţie, vom avea mai întîi în vedere faptul că legea de variaţie a lui $t_k$ (punctul 6) o putem considera de tipul $t_k$ = *constant*, adică conform relaţiei (9) :

$$\theta = \frac{t_k}{2}$$

Vom presupune, de asemenea, un timp de aşteptare admis $\tau = 2$ minute, şi vom apela la nomogramele din figurile 4 şi 5 pentru a calcula numărul necesar de căi pentru un coeficient de pierderi de 10 şi 20 %.

Pentru o valoare a lui $t_k = 5$ minute, rezultă $\frac{\tau}{\theta} = 0{,}8$.

Pentru satisfacerea în acest sistem a unei sarcini $y = 321{,}5/60 = 5{,}3$ ore-ocupat (în ora de trafic maxim), pentru $\frac{\tau}{\theta} = 0{,}8$ din figura 4 găsim :

$$x = 7 \text{ căi}$$

Introducînd corecţia de utilizare a căii de comunicaţie :

$$X = 7 \cdot 1{,}52 = 10{,}6 \text{ căi}$$

Se observă că numărul de căi necesare în acest caz este apreciabil mai mare decît cel în cazul sistemului de exploatare cu comandă. Sistemul de exploatare imediat însă asigură timpii de aşteptare incomparabil mai mici faţă de cazul sistemului de comandă, deci o calitate a serviciului telefonic mult mai bună.

**c. Calculul numărului necesar de căi pe direcţia A — B în sistemul de exploatare cu rechemare (rapid)**

Pentru sarcina de trafic maximă de $y = 5{,}3$ ore-ocupat, la un coeficient de pierderi (refuzuri — punctul 3 C) — de 6 % (0,06) se găseşte cu ajutorul nomogramei din figura 7 numărul necesar de căi şi anume :

$$x = 9 \text{ căi}$$

Introducînd ca şi în celelalte cazuri corecţia de utilizare a căii, obţinem :

$$X = 13{,}7 \text{ căi}$$

Numărul necesar de căi în acest sistem de exploatare se vede că este superior celorlalte sisteme, deoarece aci trebuie asigurată deservirea imediată a unei foarte mari părţi a comenzilor de convorbire.

## 7. UTILITATEA DATELOR OBŢINUTE ŞI DEZVOLTAREA REŢELEI DE TELECOMUNICAŢII

Numărul necesar de căi de comunicaţie determinat în cele trei sisteme de exploatare şi valoarea parametrilor introduşi care, în afara sarcinii de trafic, reprezintă însăşi calitatea serviciului telefonic, ne pot arăta în fiecare moment măsura în care — pe o direcţie de trafic — este satisfăcută întreaga sarcină şi indicii calitativi ce se realizează.

Aceste date permit, de asemenea alegerea — uneori — a sistemului de exploatare, ţinînd cont de capacitatea instalaţiilor de telecomunicaţii şi sarcina de trafic respectivă.

Tendinţa serviciului de comunicaţii telefonice este evident îmbunătăţirea permanentă a indicilor calitativi, pe baza creşterii coeficientului de utilizare a căilor şi prin dezvoltarea reţelei de telecomunicaţii, adică sporirea numărului de căi.

Pentru a putea avea o privire de ansamblu asupra acestei probleme, ar fi necesar şi un studiu economic comparativ al diverselor sisteme de exploatare, care însă nu face obiectul lucrării de faţă.

Este necesar însă, înainte de a încheia, să arătăm că, în cadrul ansamblului economiei, telecomunicaţiile se dezvoltă armonios şi în concordanţă cu cele mai noi cuceriri ale tehnicii în acest domeniu. Astfel, în nenumărate oraşe ale ţării s-a trecut la serviciul automat de deservire a traficului urban şi se creează pe zi ce trece premisele şi condiţiile necesare trecerii la introducerea sistemului automat interurban, pentru satisfacerea promptă şi cît mai deplină a tuturor necesităţilor de telecomunicaţii ale oamenilor muncii şi organizaţiilor de stat.

## BIBLIOGRAFIE


[1] RANCU N. şi L. TOVISSI : *„Statistica matematică cu aplicaţii în producţie"*, Ed. Academiei R.P.R., 1963.

[2] MIHOC G. : *„Elemente de calculul probabilităţilor"*, Editura Tehnică, 1954.

[3] IRIMICIUC, V., D. NECULAE şi I. PETRARU : *„Exploatarea T.T.R."*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1962.

[4] KITAEV E. V. : *„Telefonia"*, Ed. Energetică de Stat, 1954.

[5] * * * *„Instrucţiuni pentru statistica telefonică interurbană"*, Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Bucureşti, 1960.

[6] CARMAZOV M. G., N. N. BABURIN, V. V. MOSCVICEOVA : *„Organizarea şi exploatarea comunicaţiilor telefonice interurbane"*, Ed. Energetică de Stat, Bucureşti, 1953.

[7] * * * *Statisticile de trafic 1963 luna mai*, întocmite la Direcţia Regională P.T.T.R. Argeş.


# Al 2 000 000-lea radioreceptor românesc

La 14 iunie 1965 colectivul Uzinelor Electronica a produs la capătul benzii de montaj a radioreceptorului Darclée, cel de al 2.000.000-lea aparat de radio de la naţionalizare.

Este un succes remarcabil de care se bucură întregul colectiv de muncitori, tehnicieni şi ingineri al uzinelor, care a contribuit din plin la realizarea unor produse de calitate din ce în ce mai ridicată, cu performanţe electrice ridicate, comparabile cu produsele similare străine şi cu prezentare estetică superioară.

De la aparatele de radio de clasa IV-a, care aveau doar două lungimi de undă, fără multe din fineţile, în prezent de neconceput, echipate cu difuzoare de 0,5 W, ca „Record", „Pionier", „Dunărea", „Bicaz" etc., fabricate din seturi de piese aproape în întregime importate, s-a ajuns să se producă azi aparate de concepţie proprie, cu performanţe tehnice ridicate, înzestrate cu 3—5 lungimi de undă, dotate cu 1—4 difuzoare ; aparatele „Orizont", „Tomis", „Darclée" în cele trei variante, „Modern", „Select" în cele trei variante, satisfac cele mai exigente pretenţii ale maselor largi de cumpărători, oameni ai muncii din ţara noastră.

Au fost realizate de asemenea radioreceptoare portabile tranzistorizate de tipul „Solistor", „Litoral", „Primăvara", „Sport", „Turist", „S632T", „S631T", sau staţionare de tipul „Mioriţa" în cele patru variante. „Delta" precum şi unele combine muzicale de tipul „Verdi", „Electronica", „Armonia" şi „Orfeu".

Succese importante s-au mai obţinut în domeniul fabricării unor piese de radio, lărgindu-se continuu sortimentele fabricate, s-a trecut la fabricarea magneţilor anizotropi pentru difuzoare, s-au realizat ferite pentru mediile frecvenţe şi ferite de memorie folosite la maşinile electronice de calcul, s-a extins utilizarea maselor plastice.

Succese remarcabile au fost obţinute şi în producţia de receptoare pentru televiziune cînd în ziua de 15 iunie 1965, la patru ani de la realizarea primului televizor, la capul benzii de asamblare trecea de controlul final cel de al 220 000 receptor de televiziune.

În acest scurt timp s-au realizat peste 10 tipuri de televizoare. În acest domeniu, foarte tînăr la noi în ţară, s-a ajuns printr-o muncă susţinută la rezultate dintre cele mai frumoase, realizîndu-se produse de bună calitate, cu performanţe electrice ridicate, echivalînd cu produsele similare din celelalte ţări ale lumii. Printre acestea se numără televizioarele „VS 43", „Naţional", „Cosmos", „Luchian" „VS59-633", „E43-110°", „E47-110°" etc. care s-au bucurat de aprecieri unanime din partea cumpărătorilor.

Aprecierea de care se bucură produsele ce poartă marca Uzinelor Electronica, din partea cumpărătorilor, măsurile în curs de aplicare pentru ridicarea pe o treaptă superioară a nivelului de calitate, constituie o garanţie că colectivul Uzinelor este în măsură să îndeplinească prevederile înscrise în Proiectul de Directive al Congresului al IV-lea al P.M.R., de a creşte producţia de radioreceptoare în 1970, de 1,4 ori, iar cea de televizoare, de 2—2,5 ori.

Ing. DIMITRIE CAMINSCHI

# Bază de timp cu tranzistoare

Utilizarea largă a generatoarelor de tensiune liniar variabilă — bază de timp — într-o serie de domenii variate ale electronicii, domenii în care tehnica circuitelor semiconductoare s-a impus prin avantajele mari pe care le oferă, a făcut ca şi această problemă să fie rezolvată cu aceleaşi metode.

Cu excepţia cîtorva cazuri specifice, problema obţinerii de tensiuni sau curenţi care să varieze liniar cu timpul a fost rezolvată prin analogie cu circuitele cunoscute, realizate cu tuburi electronice. În articolul de faţă nu se va urmări decît prezentarea cîtorva tipuri de generatoare de tensiuni liniar variabile, utilizate larg în oscilografele tranzistorizate, în dispozitivele cu ajutorul cărora se obţine o întîrziere variabilă

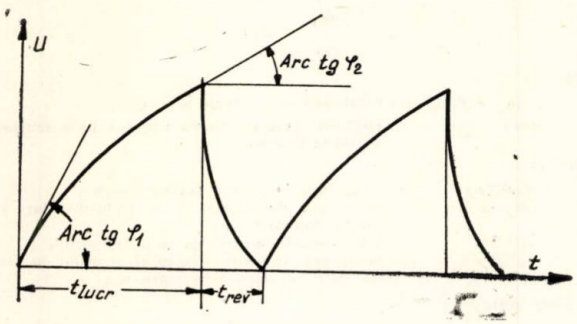



Fig. 1. *Forma generală a unei tensiuni în dinţi de fierăstrău*

a impulsurilor în măsurători de timp, de tensiuni etc. Problema obţinerii generatoarelor de curenţi liniar variabili, fiind o problemă specifică baleiajului în televiziune, nu va fi atinsă aici.

Performanţele unui generator de tensiune liniar crescătoare sau descrescătoare se apreciază prin următorii parametri :

în care :

$\left(\frac{du}{dt}\right)_i = \text{tg } \varphi_1$ este viteza iniţială,

$\left(\frac{du}{dt}\right)_f = \text{tg } \varphi_2$ — viteza finală (fig. 1).

*b.* Coeficientul de utilizare a sursei de alimentare

$$\xi = \frac{U_m}{E_c} \tag{2}$$

unde :

$U_m$ este amplitudinea tensiunii liniar variabile ;

$E_c$ — tensiunea de alimentare.

*c.* Raportul dintre timpul de lucru şi timpul de revenire (raportul dintre cursa directă şi cursa inversă).

*d.* Domeniul frecvenţelor în care funcţionarea este stabilă. În cazul de faţă, tranzistorul — ca element amplificator — este cel care de cele mai multe ori limitează acest parametru.

Obţinerea unei tensiuni care să varieze liniar cu timpul porneşte de la relaţia :

$$u_c = \frac{1}{C}\int_0^t I\,dt \tag{3}$$

în care $u_c$ este tensiunea pe condensator.

Dacă se realizează condiţia

$$i = I = f(t) = \text{const.}$$

atunci tensiunea pe condensator va varia după relaţia :

$$u_c = \frac{I}{C}t \tag{3'}$$

Toate metodele de obţinere a unei tensiuni liniar variabile pornesc de la această relaţie, iar după modurile în care se realizează condiţia $I = \text{const.}$ ele se pot împărţi în :

*1.* Circuit cu încărcare prin rezistenţa liniară, în care lucrîndu-se numai pe prima parte a curbei de încărcare (fig. 2)

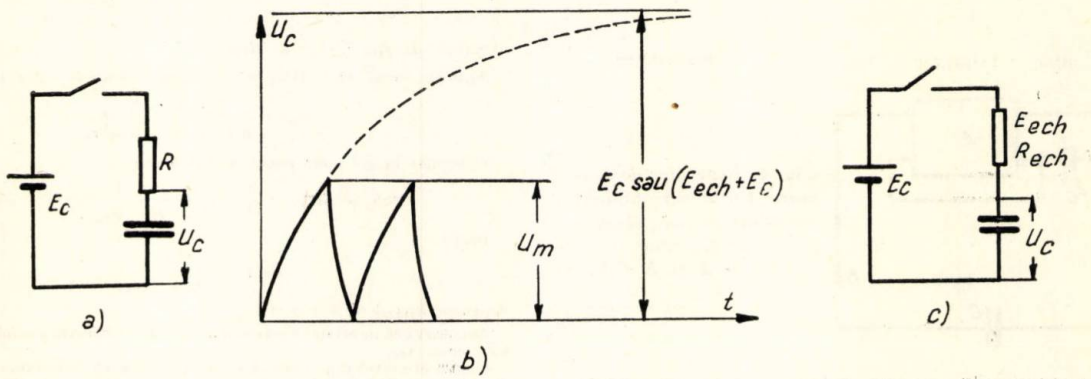



Fig. 2. *Generarea tensiunii linear crescătoare prin încărcarea unui condensator* :
*a* — încărcarea prin rezistenţă simplă ; *b* — forma tensiunii pe condensator în cazul încărcării *a* şi *c* ; *c* — încărcarea prin dipol de stabilizare

*a.* Coeficientul de neliniaritate, definit ca variaţia relativă a vitezei de creştere sau descreştere a tensiunii pe porţiunea de lucru :

$$\beta = \frac{\left(\frac{du}{dt}\right)_i - \left(\frac{du}{dt}\right)_f}{\left(\frac{du}{dt}\right)_f} \tag{1}$$

$$u_c = E_c\,(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \tag{4}$$

sau de descărcare

$$u_c = U_{iniţial} - (E_c + U_{iniţial}) \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

iar curentul e determinat în principal de valoarea rezisten ţe (fig. 1).

În acest caz :

$$\beta = \frac{u_m}{E_c} \doteq \xi \text{ şi} \tag{5}$$

$$t_{lucr} = \frac{RC}{E_c} u_m \tag{6}$$

unde se vede că pentru obţinerea unei liniarităţi de 5 % se va folosi numai 5 % din tensiunea sursei de alimentare şi deci pentru cazurile curente va fi necesar un amplificator.

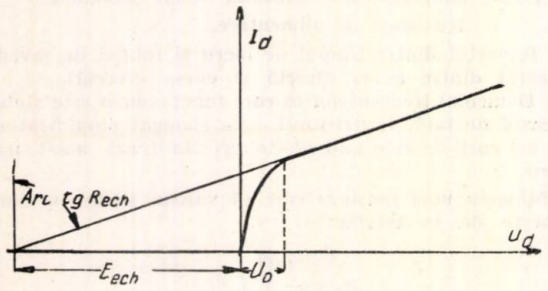



Fig. 3. *Caracteristica curent-tensiune a dipolului de stabilizare*

2. Circuitul de încărcare prin rezistenţă neliniară, la care acţiunea de stabilizare a curentului se face pe baza caracteristicii curent-tensiune a elementului.

Măsura în care ne apropiem de cazul unui generator de curent constant poate fi apreciată prin doi parametri $R_{ech.}$ şi $E_{ech.}$, care rezultă destul de sugestiv din caracteristicile curent-tensiune a elementului stabilizator (fig. 3). În cazul generatorului ideal, dăm peste rezultatul cunoscut $R_{ech.} = \infty$ şi $E_{ech.} = \infty$.

Rezultatele din analiza circuitului cu încărcare prin rezistenţă simplă pot fi aplicate şi în acest caz, avînd în vedere analogia care există între $E$ şi $E_{ech.}$ şi $R$ şi $R_{ech.}$ [1].

Deci tensiunea pe condensator va urmări exponenţiala [1]

$$u_c \simeq E_{ech.} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{ech.}\, C}}\right) \text{ — la încărcare şi}$$

$$u_c \simeq U_{initial} - (U_{initial} + E_{ech.})\, e^{-\frac{t}{RC}} \text{ la descărcare} \tag{7}$$

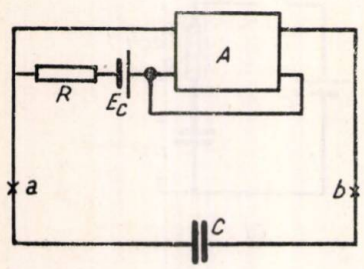



Fig. 4. *Generator de tensiune liniar variabilă cu încărcare prin dipol complex, unde* $|A| \gg 1$ *şi* $A < 0$.

şi luîndu-se numai prima parte a curbei exponenţiale se poate spune că :

$$\beta = \frac{U_m}{U_o + E_{ech.}} = \frac{U_m}{E_{ech.}} \simeq \frac{E_c}{E_{ech.}} \tag{8}$$

deoarece $E_{ech.} \gg U_o$

$$t_{lucru} = \frac{R_{ech.}\, C}{E_{ech.}} U_m \simeq \frac{E_c}{E_{ech.}} R_{ech.}\, C \tag{9}$$

3. Circuitul în care acţiunea de stabilizare a curentului se face cu ajutorul unui dipol în care intră pe lîngă rezistenţa de încărcare şi un amplificator de curent continuu.

Se întîlnesc următoarele cazuri : *a*) cel indicat în figura 4 şi *b*) cel indicat în figura 5, care pot fi aduse prin cîteva

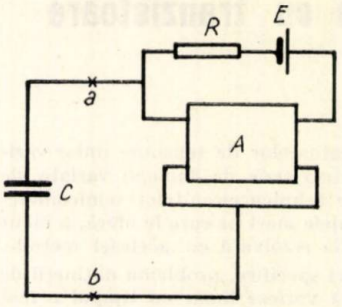



Fig. 5. *Generator de tensiune linear-variabilă cu descărcarea prin dipol complex, unde* $A \approx +1$

transformări şi neglijări justificate * la schema echivalentă (fig. 6)

*) Pentru a transforma circuitul din figura 4 în circuitul din figura 6 ne folosim de proprietatea :

$$\frac{u_{ab_o}}{I_{sc}} = R_{ech.}$$

unde :

$u_{ab_o} = E_{ech.}$ este tensiunea în gol între $a$ şi $b$ ;
$i_{sc}$ — curentul de scurt circuit obţinut prin scurtcircuitarea bornelor $a$ şi $b$.

Notînd cu

$R_{ieşire}$ — rezistenţa de ieşire a amplificatorului ;
$R_{intr.}$ — rezistenţa de intrare a amplificatorului (în regim dinamic) ;
$u_1\,(P)$ — tensiunea de la intrarea amplificatorului ;
$u_2\,(P)$ — tensiunea de ieşire a amplificatorului în gol ;
$i_1\,(P)$ — curentul ce trece prin rezistenţa $R$,

Se poate scrie :

$$i_{sc} = \frac{u_1 + u_2}{R_{ieşire}} = \frac{u_1\,(1 + A)}{R_{ieşire}} \tag{10'}$$

$$i_1 = \frac{E}{R + R'_{intr.}} = \frac{u_1}{R'_{intr.}} \tag{10''}$$

unde $R'_{intr.}$ este rezistenţa amplificatorului cu reacţie (factorul de reacţie fiind $\beta = \frac{R_{intr.}}{R_{intr.} + R_{ieşire}}$) şi are valoarea

$$R'_{intr.} = \frac{\frac{R_{intr.}\, R_{ieşire}}{R_{ieşire} + R_{intr.}}}{1 + \beta A} \cong \frac{R_{ieşire}}{1 + A} \tag{12'}$$

deoarece : $R_{ieşire} \ll (1 + A)\, R_{intr.}$

Se poate spune deci că $i_{sc} \simeq i_1$ şi ţinînd seama de valoarea lui $i_1$

$$i_{sc} = \frac{E\,(1 + A)}{R\,(1 + A) + R_{ieşire}} \tag{10}$$

Tensiunea în gol între punctele $a$ şi $b$ este :

$$u_{ab_o} = E_{ech.} = u_1 + u_2 = \frac{E}{R + R_{intr.}}\,(1 + A) \tag{11}$$

Deci :

$$R_{ech.} \simeq \frac{R\,(1 + A)}{R + R_{intr.}} \tag{12}$$

deoarece $R_{ieşire} \ll R\,(1 + A)$.

Se observă că în primul moment curentul de descărcare a condensatorului $C$ este chiar $i_{sc}$.

Pentru circuitul din figura 5 se poate vedea că impedanţa de intrare a amplificatorului e modificată foarte puţin de existenţa reacţiei suplimentare prin $R$, şi anume :

$$R_{intr.} = \frac{R_{intr.}\, R_{ieşire}}{R_{intr.}\,(1 - A) + R_{ieşire}} \cong R_{intr.} \tag{13'}$$

dacă

$$R_{intr.}\,(1 - A) \ll R_{ieşire}$$

adică $A$ foarte apropiat de 1.

Se poate vedea uşor deci că :

$$i_{sc} = \frac{E}{R + R_{ieşire}} \tag{14}$$

şi deci :

$$E_{ech.} \cong E\,\frac{R_{intr.}}{R} \tag{15}$$

$$R_{ech.} = R_{intr.} \tag{13}$$

În toate aceste cazuri, pentru obținerea unei liniarități convenabile, s-a văzut că nu se folosește decît prima parte a exponențialei de încărcare sau descărcare a unui condensator și deci este de așteptat ca baza de timp să mai conțină un dispozitiv care să limiteze încărcarea sau descărcarea

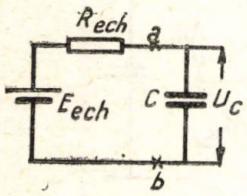



Fig. 6. *Schema echivalentă a circuitului de descărcare și de încărcare*

numai la această primă parte. Acest dispozitiv va determina atît momentul începerii încărcării, cît și al descărcării.

Din punctul de vedere al acestui circuit de comandă, generatoarele se pot împărți în :

*a.* Autodeclanșante sau autooscilante, în care sistemul nu reclamă semnal din exterior (circuitul de comandă putînd fi de tipul multivibratorului).

*b.* Declanșate, care cer numai un impuls scurt în raport cu timpul de lucru $t_{lucru}$ (posedă un dispozitiv de comandă monostabil).

*c.* Comandate, adică cer un semnal de comandă de durată egală cu timpul de lucru.

În cele ce urmează vor fi prezentate cîteva tipuri de generatoare din fiecare categorie.

**Generatoare cu încărcare prin rezistență liniară**

Figurile 7 și 9 ne prezintă două tipuri de generatoare, unul realizat cu o diodă cu patru straturi și altul cu tiristor, perfect analoge tipurilor realizate cu tub cu neon și cu tiratron.

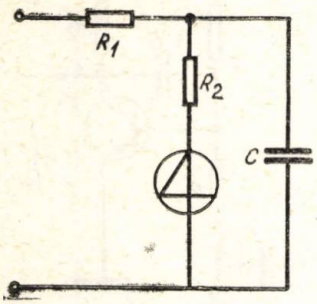



Fig. 7. *Bază de timp cu diodă cu patru straturi*

Pe baza caracteristicii curent-tensiune a diodei și tiristorului (fig. 8) se poate înțelege modul de funcționare a generatorului. Încărcarea condensatorului $C$ se face prin rezistența $R_1$ în perioada în care dioda este blocată (porțiunea

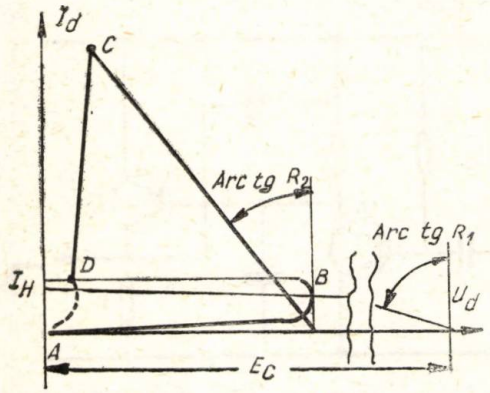



Fig. 8. *Caracteristica de funcționare a diodei cu patru straturi*

A—B), iar descărcarea prin $R_2$ și diodă (porțiunea B-C-A) deschisă, după ce tensiunea pe condensator a depășit tensiunea de comandă. Pentru ca circuitul să relaxeze este necesar ca curentul minim de menținere $I_H$ să fie mai mare decît curentul de încărcare al condensatorului.

La circuitul din figura 9, comanda de deschidere a tiristorului e realizată de dioda Zener ($Z$) înainte de atingerea tensiunii de comutare (se observă că în momentul atingerii

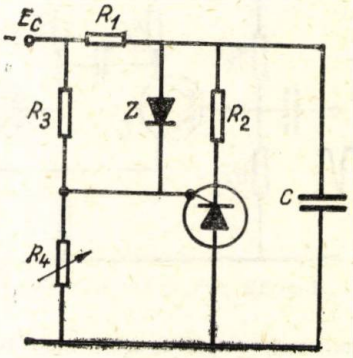



Fig. 9. *Bază de timp cu tiristor*

tensiunii de străpungere a diodei $Z$ aceasta se deschide și pe electrodul de comandă al tiristorului se aplică aproape întreaga tensiune de pe condensator). Rezistența $R_4$ permite să se facă un reglaj al amplitudinii tensiunii în dinți de fierăstrău, deplasînd punctul de deschidere al diodei Zener (fig. 10).

Dacă nu este îndeplinită condiția $I_H > \frac{E_c}{R_1}$, atunci

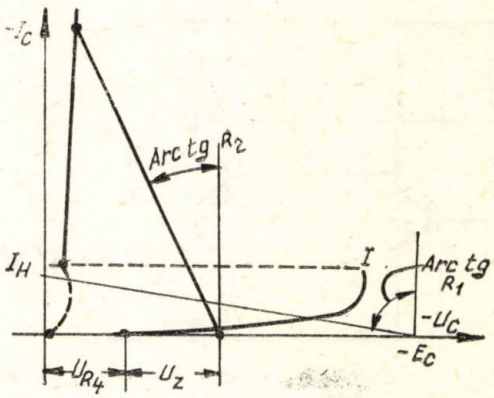



Fig. 10. *Caracteristica dinamică a circuitului din figura 9*

circuitul nu poate funcționa decît în regim declanșat (reclamă impulsuri pozitive de blocare a tiristorului).

În figura 11 este prezentat un circuit la care dispozitivul de comandă este realizat cu un bloking, încărcarea condensatorului $C$ făcîndu-se prin rezistența $R$ în perioada în care tranzistorul este blocat. Frecvența e determinată de grupul $R_1C_1$ (din funcționarea blokingului). Circuitul are avantajul unei foarte bune sincronizări.

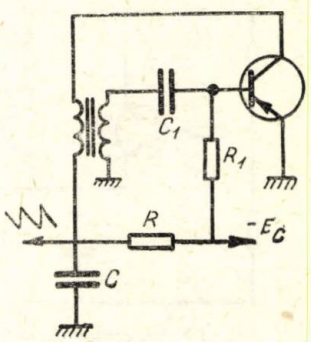



Fig. 11. *Bază de timp folosind un generator autoblocat*

Ca dispozitiv de comandă poate fi folosit și un multivibrator (fig. 12). Încărcarea periodică a condensatorului $C$ prin rezistența $R$ este asigurată de procesul de basculare al multivibratorului. Circuitul funcționează de obicei în regim

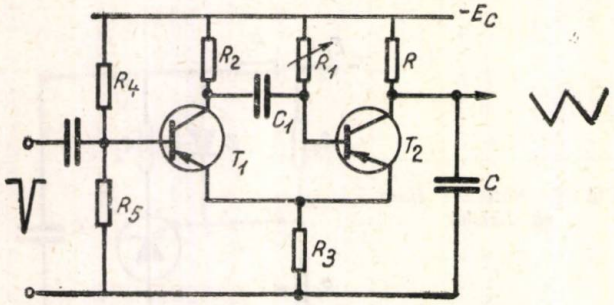



Fig. 12. *Bază de timp folosind un multivibrator*

declanșat, timpul de lucru fiind determinat în principal de constanta $R_1C_1$, iar timpul de revenire de constanta $R_2C_1$.

**Generatoare cu încărcare prin elemente neliniare**

În figura 13 apare un multivibrator care comandă încărcarea grupului $RC$ așezat în emitorul tranzistorului $T_2$. Prin alegerea convenabilă a elementelor ($R_1$ $C_1$ $\gg$ $t_{lucru}$) frecvența pe care relaxează multivibratorul este determinată de grupul $RC$.

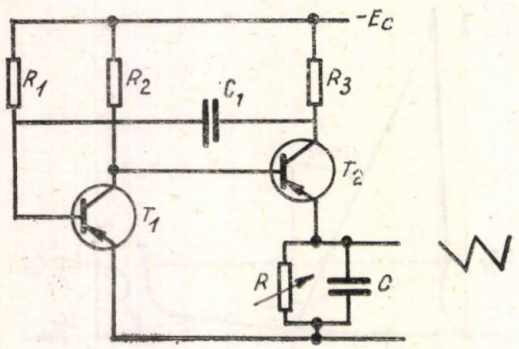



Fig. 13. *Bază de timp — multivibrator — cu încărcare prin element neliniar*

Tranzistorul $T_2$ realizează încărcarea sub un curent aproape constant al condensatorului $C$. Se observă că în cazul de față, generatorul de curent constant (tranzistorul $T_2$) este șuntat de rezistența $R$, ceea ce determină o mărire a coeficientului de neliniaritate (prin micșorarea lui $E_{ech.}$ și $R_{ech.}$). Montajul de față se folosește acolo unde nu este necesară o

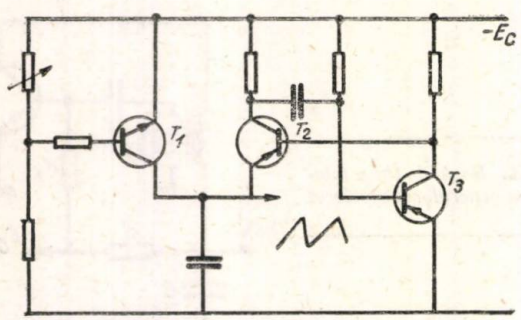



Fig. 14. *Generator de tensiune liniar crescătoare cu descărcare prin element neliniar*

amplitudine $U_m$ importantă, putîndu-se adopta soluții de compromis în alegerea lui $\xi$ și $R_{ech.}$ (astfel încît să rezulte $\beta$ și $U_m$ necesare).

Circuitul oferă avantajul simplității și al unei amplitudini $U_m$ independente de frecvență.

În figura 14 și figura 15 sînt prezentate circuite la care dispozitivul de comandă este realizat cu un multivibrator,

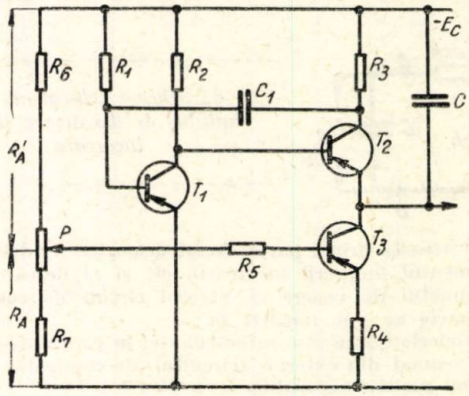



Fig. 15. *Generator de tensiune liniar descrescătoare cu încărcare prin element neliniar*

încărcarea făcîndu-se printr-un tranzistor ($T_1$ în fig. 14) și respectiv un tranzistor cu reacție ($T_3$ în fig. 15).

**Generatoare cu încărcare prin dipol de stabilizare**

Figurile 16 și 17 ne prezintă două tipuri de generatoare comandate, corespunzătoare celor două tipuri de dipoli de stabilizare prezentați mai înainte. În figura 16 stabilizarea

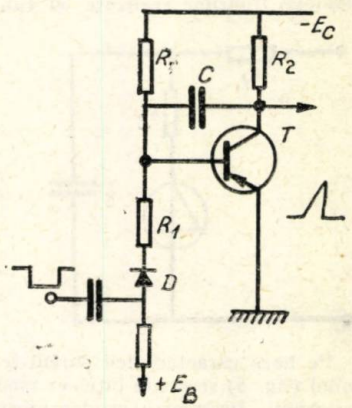



Fig. 16. *Bază de timp comandată cu descărcare prin dipol complex de stabilizare*

curentului este realizată de rezistența de descărcare $R$ și amplificatorul ce corespunde etajului de amplificare realizat cu tranzistorul $T$.

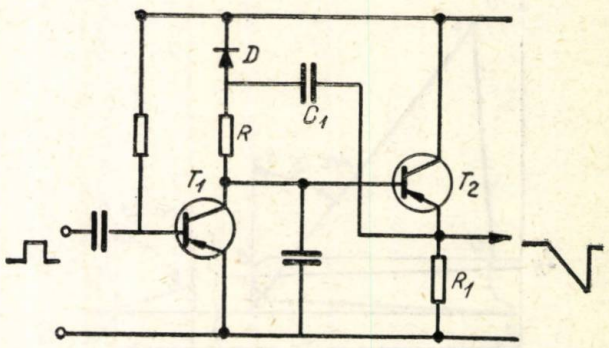



Fig. 17. *Bază de timp comandată cu încărcare prin dipol complex de stabilizare*

Pentru tipul prezentat în figura 17 dipolul de stabilizare este constituit din rezistența $R$ de încărcare și de etajul repetor pe emitor (tranzistorul $T_2$). Relațiile cu care se pot

determina $E_{ech.}$ și $R_{ech.}$ au fost date în relațiile (10), (11), (12), (13), (14), (15) și ele pot servi la determinarea coeficientului de neliniaritate și a timpului de lucru.

Avantajul mare al acestui tip de generator este impedanța lui mică de ieșire. Timpul de revenire este, pentru circuitul din figura 16 [3], $t_{rev.} = (2+3)\ C\ (R_1 + R_2 + R_3)$ iar pentru cel din figura 17 $t_{rev.} = (4 \ldots 5)\ C_1\ R_1$.

Aceste circuite se pot găsi și în montaje autooscilante sau declanșate, așa cum se vede în figura 18.

În figura 18 tranzistoarele $T_2$ și $T_3$ alcătuiesc un multivibrator cu cuplaj pe emitor, iar tranzistorul $T_1$ și rezistența $R$ joacă rolul dipolului de încărcare a condensatorului $C$. Printr-o alegere convenabilă [3], montajul poate funcționa atît în regim autooscilant, cît și declanșat. Un montaj care prezintă o serie de avantaje mari este cel prezentat în figura 15, analog montajului „cu trei pentode" realizat cu tuburi. Cu acest montaj se pot realiza: 1 — coeficient de neliniaritate scăzut; 2 — factor de utilizare a tensiunii de alimentare ridicat (pînă la 0,9); 3 — amplitudinea tensiunii independentă de frecvență; 4 — sincronizare foarte bună. Dezavantajul mare a acestui tip de generator este acela că cere să lucreze pe o impedanță de sarcină mare.

Modul de funcționare a acestui montaj este următorul: la conectarea sursei de alimentare tranzistoarele $T_1$ și $T_3$ sînt deschise ca urmare a faptului că sînt polarizate normal. Pe colectorul tranzistorului $T_3$ se aplică, în momentul inițial, întreaga tensiune de alimentare (condensatorul C e descărcat), iar colectorul tranzistorului $T_1$ se va stabili la un potențial intermediar masei și celui corespunzător sursei de alimentare. Ca urmare a acestei situații, tranzistorul $T_2$ este blocat datorită faptului că joncțiunea bază-emitor este polarizată invers. Condensatorul $C$ se încarcă prin tranzistorul $T_3$ și rezistența $R_4$ sub un curent constant pînă în momentul în care emitorul lui $T_2$ devine puțin mai pozitiv decît baza. În acel moment $T_2$ se deschide provocînd descărcarea lui $C$ prin rezistența internă a tranzistorului $T_2$. Procesul de descărcare este accelerat datorită efectului cumulativ introdus de reacția pozitivă prin tranzistorul $T_1$. Astfel, în momentul în care tranzistorul $T_2$ se deschide, potențialul colectorului său crește, această creștere este transmisă la baza tranzistorului $T_1$ prin condensatorul $C$, amplificată de acesta astfel, încît potențialul colectorului său scade determinînd o scădere și mai mare a rezistenței interne a tranzistorului $T_2$. Practic, acest proces se oprește atunci cînd $T_1$ este blocat, iar prin rezistența $R$ trece numai curentul din baza lui $T_2$. Condensatorul $C$ se descarcă astfel prin tranzistorul $T_2$ (curentul de descărcare fiind în principal limitat de rezistența $R_3$) pînă cînd emitorul lui $T_2$ capătă o tensiune egală cu tensiunea bazei, provocînd astfel blocarea lui $T_2$ și reînceperea încărcării condensatorului $C$. Procesul blocării lui $T_2$ este accelerat de același lanț de reacție pozitivă constituit din $C_1$, $T_1$, $R_2$.

Această schemă poate fi privită de altfel ca fiind compusă dintr-un dispozitiv de comandă de tip multivibrator compus

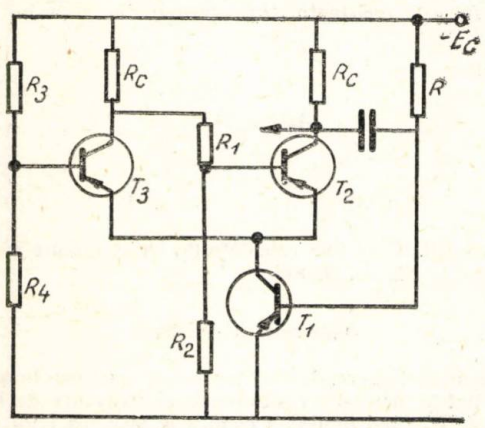



Fig. 18. *Generator de tensiune liniar variabilă de tip „fantastron"*

din tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ și un circuit de încărcare a condensatorului $C$, care conține rezistența neliniară văzută între colectorul lui $T_3$ și masă. Condiția de oscilație a multivibratorului este în același timp condiția de oscilare a bazei de timp

$$A_{T_1} \cdot A_{T_2} > 1 \qquad (16)$$

și trebuie verificată în urma proiectării.

**Proiectarea**

Încărcarea condensatorului se face după circuitul din figura 19, în care s-a considerat $U_0 \ll E_{ech.}$ (fig. 3),

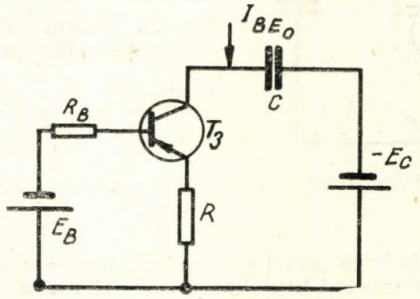



Fig. 19. *Circuitul de încărare al condensatorului* C

$I_{BE_0}$ este curentul rezidual al joncțiunii bază-emitor, iar $R_{ech.}$ și $E_{ech.}$ se referă la dipolul de stabilizare compus din tranzistorul $T_3$ și rezistența $R_4$. Deoarece $I_{BE_0} \ll I_{încărcare}$, de cele mai multe ori se poate neglija, iar pentru o serie de aplicații curente se poate aprecia că parametrii tranzistorului $T_3$ sînt constanți, astfel încît, folosind parametrii de semnal mic dați pentru un $I_c = I_{încărcare}$ și un $U_{c\,med}$, se poate calcula × [2]:

$$R_{ech.} = \frac{h_{11_e} + h_{21_e} R_r + R_B}{\Delta h_e + h_{22_e}(R_r + R_B)}$$

iar

$$E_{ech.} = I_c \cdot R_{ech.}$$

unde:

$h_{11_e}$ $h_{21_e}$ $h_{12_e}$ și $h_{22_e}$ sînt parametrii hibrizi ai tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun;

$R_B$ — rezistența circuitului văzută între baza tranzistorului $T_3$ și masă;

$R_r$ — rezistența de reacție din emitorul tranzistorului $T_3$.

Deoarece baza de timp precede, de obicei, etajele de amplificare, în calculul lui $R_{ech.}$ trebuie să ținem seama și de impedanța de intrare a acestora, după cum urmează:

$$R'_{ech.} = \frac{R_{ech.}\ R_{intr.}}{R_{ech.} + R_{intr.}} \qquad (19)$$

și

$$E'_{ech.} = \frac{R_{intr.}\ E_{ech.}}{R_{intr.} + R_{ech.}} \qquad (20)$$

unde:

$R'_{ech.}$ și $E'_{ech.}$ sînt noii parametrii ai schemei de încărcare;

$R_{intr.}$ — rezistența de intrare a etajului ce urmează.

Considerînd acoperitor $\xi = 1$, se pot determina din relațiile 19 și 20 parametrii necesari unui coeficient $\beta$ impus, avînd date: tensiunea de alimentare și tranzistorul. Vom avea grijă la alegerea lui $R_4$ că o valoare prea mare duce la intrarea în regim de saturație a tranzistorului $T_3$. Amplitudinea tensiunii în dinți de fierăstrău este determinată de momentul începerii descărcării condensatorului. Din modul de funcționare reiese că tranzistorul $T_2$ se deschide atunci cînd colectorul său ajunge să aibă un potențial egal cu cel al bazei (al colectorului

tranzistorului $T_1$). Rezultă deci că pentru un $\xi$ ridicat trebuie ca în timpul conducției tensiunea de colector a tranzistorului $T_1$ să fie cît mai scăzută. În practică, sîntem limitați de pericolul de a intra în zona de saturație și de aceea se alege o tensiune de colector pentru $T_1$ cuprinsă între 1 ... 1,5 V.

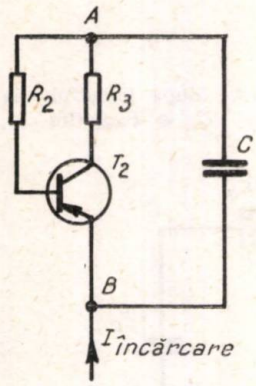



Fig. 20. *Circuitul de descărcare al condensatorului C*

Aranjîndu-se ca grupul $R_1C_1$ să aibă o constantă de timp mult mai mare decît timpul de lucru, se ajunge la situația că bascularea este funcție exclusiv de încărcarea condensatorului $C$ (ceea ce urmărim de fapt). Determinarea lui $t_{rev.}$ este însă dificilă. După cum se vede pe circuitul de descărcare al condensatorului $C$ (fig. 20), deoarece rezistența dintre punctele $A$ și $B$ e determinată de tensiunea aplicată crescînd o dată cu scăderea acesteia. Din practică a reieșit că se poate aprecia $t_{rev.} = 3 \ldots 5$ ori mai mare decît cea determinată de constanta $R_{inițial\ AB} \cdot C$, unde $R_{inițial} \cong \dfrac{U_m}{I_{desc.\ inițial}}$.

Urmărind să obținem un curent de descărcare cît mai mare, vom alege pentru $R_2$ și $R_3$ valori scăzute. Criteriile care stau la baza alegerii valorilor lor sînt :

1. Stabilind curentul inițial de descărcare la valoarea maximă admisă de tranzistor, pe rezistența $R_3$ trebuie să cadă o fracțiune importantă 50 ... 75% din tensiunea aplicată condensatorului $C$ în momentul începerii descărcării.

2. Rezistența $R_2$ trebuie să asigure curentul din baza tranzistorului $T_2$ necesar atingerii lui $I_{c\ max.}$ impus de curentul inițial de descărcare. Pentru proiectare e necesar deci să avem la dispoziție caracteristicile $I_C - U_C$ pentru $I_B = \text{const.}$ și alegînd $I_{c\ max.}$ și $R_3$ rezultă cît de mare trebuie să fie $I_B$. Cum în momentul inițial $I_B$ este aproximativ

$$I_B = \frac{E_c - U_{CT1}}{R_2} \qquad (21)$$

rezultă valoarea lui $R_2$.

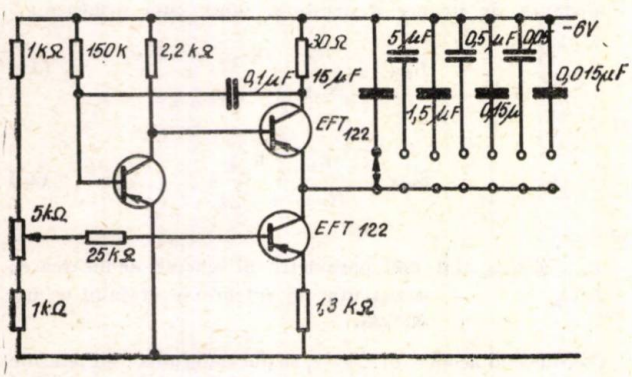



Fig. 21. *Montajul realizat practic*

Pentru tranzistorul $T_1$ se alege valoarea lui $R_1$ astfel, încît să fie asigurat punctul de funcționare propus. $C_1$ se determină așa cum s-a spus astfel ca să respecte inegalitatea :

$$R_1 C_1 \gg 5\ R_{inițial\ AB} \cdot C \qquad (22)$$

Se poate verifica în final dacă este îndeplinită condiția de oscilație :

$$A_{T_1} \cdot A_{T_2} > 1$$

(cu toate că prevăzînd ca pe rezistența $R_3$ va cădea o fracțiune importantă din tensiunea aplicată pe $T_2$, în momentul începerii descărcării această condiție este în general îndeplinită).

*Exemplu.* S-a realizat montajul cu tranzistorul EFT 122, prevăzut să funcționeze ca bază de timp pentru un oscilograf tranzistorizat alimentat de la un acumulator de 6 V (fig. 21).

Propunînd inițial $\xi = 0{,}66$, atunci $U_m = 4$ V.

S-a ales curentul de încărcare a condensatorului $C$ pentru frecvența centrală a unei benzi de 1 mA, urmînd ca reglajul fin al frecvenței să fie realizat prin reglarea acestui curent în limitele 0,5 ... 1,5 mA cu ajutorul potențiometrului $P$.

S-a ales un $R_4$ astfel, încît să nu se intre în zona de saturație a lui $T_3$ pentru cazul cel mai defavorabil ($I_{C\ max.} = 1{,}5$ mA), adică s-a respectat inegalitatea :

$$E_c - U_m - R_4 \cdot I_{max.} > U_C \text{ saturație } T_2 \approx 0{,}5 \text{ V} \qquad (23)$$

deci :

$$R_4 = 1{,}3\ k\Omega$$

Exclusiv din considerente de curent continuu s-au ales $R_6 = 1$ kΩ, $P_1 = 5$ k Ω, $R_7 = 1$ k Ω, $R_5 = 25$ kΩ, pentru a se asigura variația de curent propusă (valoarea calculată pentru $R_5$ a fost ajustată practic).

$I_{C\ max.}$ de descărcare a fost considerat suficient 100 mA și de aici a rezultat că trebuie asigurat un curent $I_B = 2$ mA. Folosind (21) și propunînd ca pe tranzistorul $T_1$ să cadă o tensiune de 1,5 V, a rezultat $R_2 = 2{,}2$ k Ω. S-a considerat acceptabil $R_3 = 30$ Ω.

Curentul de 2 mA propus să treacă prin tranzistorul lui $T_1$ a fost asigurat de o rezistență în bază $R_1 = 150$ k Ω.

Pentru $C_1$ din (21) s-a considerat suficientă o capacitate de 0,1 μF (pentru situația cea mai defavorabilă $C_{max.} = 15$ μF).

Apreciind pentru $T_3$ (din catalog) $h_{11_e} = 1{,}5$ k Ω, $h_{12_e} = 26 \cdot 10^{-6}$, $h_{21_e} = 45$ și $h_{22_e} = 0{,}32 \cdot 10^{-3}$, rezultă din :

$$R_{ech.} = 130\ \text{kΩ}$$

ceea ce înseamnă că în gol coeficientul de neliniaritate, pentru situația cea mai defavorabilă, este sub 3%.

Condiția de oscilație este respectată : considerînd pentru $T_1$ și $T_2$ parametrii $h_{21} = 20$ și $h_{11} = 300\Omega$ și apreciind amplificarea în tensiune [2]

$$A_{U_{T_2}} \cong \frac{h_{21_e}\ R_3}{h_{11_e} + R_g} \qquad (24)$$

unde : $R_g$ este rezistența generatorului din baza lui $T_2 \approx 2$ k Ω.

Rezultă :

$$A_{U_{T_1}} \cong 11{,}6$$

și deci :

$$A_{U_{T_1}} \cdot A_{U_{T_2}} \cong 1{,}97 > 1$$

Capacitățile $C$ au fost calculate (9) ca să asigure gama de frecvențe 10 Hz ... 20 kHz.

### Observații și concluzii

Performanțele bazei de timp puteau fi mult mai bune dacă nu ar fi fost necesară realizarea unei frecvențe de baleiaj de 10 Hz ($C$ fiind limitat a condus la alegerea unui curent de încărcare scăzut, implicit un $E_{ech.}$ scăzut, deci β mare). De asemenea, faptul că sursa de alimentare era impusă la 6 V nu a permis obținerea unui $\xi$ mai mare de 0,65.

Etajul care urmează bazei de timp trebuie neapărat să aibă o impedanță de intrare ridicată, deci se impune folosirea unui repetor pe emitor.

Frecvențele de lucru sînt limitate de comportarea amplificatorului cu două etaje, compus din tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ (se observă că tranzistorul $T_1$ avînd o sarcină de 2,2 k Ω se comportă pentru tranzistorul $T_2$ ca un generator de tensiune cu rezistența internă de ≈ 2 k Ω. La intrarea tranzistorului $T_2$ găsim o capacitate de intrare de x [2] :

$$C_{be} = \frac{1{,}215 \cdot S}{2\pi f_\alpha} \qquad (25)$$

unde $S$ este panta internă a tranzistorului și este $S \cong T_c$ (32 ... 38) mA/V, iar $C_{be}$ este aproximativ capacitatea de intrare și este cuprinsă între 8 000 și 13 000 pF pentru un $T_c = 2 \ldots 3$ mA.

Aceste lucruri fac ca amplificarea $A = A_{T_1} \cdot A_{T_2}$ să scadă sub 1.

Practic s-a obținut cu acest montaj frecvențe de 25 kHz.

Pentru frecvențe superioare este necesară o alegere mai potrivită a elementelor ($R_2$, $R_3$) și schimbarea tranzistoarelor $T_1$, $T_2$ cu tranzistoare avînd $f_\alpha$ mai ridicat.

Dată fiind dispersia mare a tranzistoarelor, un calcul exact de proiectare nu este indicat, ci pe baza analizei de mai sus se vor cunoaște direcțiile în care trebuie făcute modificări pentru obținerea unor performanțe impuse.

Adaptarea uneia din schemele prezentate mai înainte se face pe baza performanțelor și condițiilor impuse generatorului pe bază de timp (liniaritate, impedanță de ieșire, coeficient de utilizare a sursei de alimentare etc.), complexitatea crescînd o dată cu performanțele. Trebuie neapărat să se țină seama că etajele care urmează generatorului trebuie — pentru o mai bună reproducere a formei de undă — să redea armonicile de ordinul 15—20, iar pentru redarea porțiunilor lent variabile limita inferioară a frecvențelor redate trebuie să fie mult mai coborîtă decît cea mai scăzută frecvență de lucru.

În sfîrșit, cu tranzistoare se pot obține generatoare de tensiune liniar variabilă cu performanțe analoge celor realizate cu tuburi.

## BIBLIOGRAFIE


[1] MEEROVICI, L. A., ZELICENKO, L. G. *Tehnica impulsurilor*. București, Editura Tehnică, 1958.

[2] TĂNĂSESCU, T. ș.a. *Circuite cu tranzistoare*. București, Editura Tehnică, 1961.

[3] GHERASIMOV, C. M., MIGULIN, M. N., IAKOVLEV, V. N. *Rasciot poluprovodnikovîh usilitelei i gheneratorov*. Kiev, 1961.

[4] PAYRE, I. B. *Voltage Controlled bootstrap Generator*, Electronics, 33, nr. 11, 1960, pag. 177—178.

[5] COPE, R. W. *Tranzistorized phantastron Circuit*, Electronic Design, 7, nr. 10, 1959, pag. 34—35 .

[6] NABIAR, K. P. *Junction transistor Sawtooth Waneform Generator*, Electronic Engng,. nr, 360, 1958, pag. 61—65.


---

# Știri din ÎNTREPRINDERI

● La Uzinile Electronica s-a reluat producția televizorului VS 59-633.

Televizorul VS 59-633 este un receptor de televiziune de tip superheterodină, de clasă medie, dotat cu 12 canale OIRT (48,5—230 MHz). El este prevăzut cu un tub cinemascop cu ecran de 59 cm diagonală (dimensiunile imaginii 385 × 489 mm), rectangular și planimetric, aluminizat și cu un unghi de deflexie de 110°, cu focalizare electrostatică.

Montajul televizorului este realizat cu circuite convenționale și imprimate în proporție de 50%.

Îmbunătățirile aduse acestui nou tip de televizor constau în :

— o mare stabilitate în funcționare, în special în ceea ce privește sincronizările,

— o audiție plăcută prin eliminarea difuzorului circular (3W—8 Ω) pentru redarea frecvențelor înalte,

— definiția la centru s-a îmbunătățit simțitor de la 450 linii la peste 500 linii,

— o ecranizare mai perfectă din punct de vedere al radiațiilor, pentru evitarea perturbării receptoarelor din vecinătate.

S-a adoptat o soluție modernă în amplasarea difuzorului și a butoanelor corespunzător comenzilor principale în partea frontală dreapta.

Reproducerea sonoră de foarte bună calitate este asigurată de un difuzor eliptic permanent dinamic (2W—3,1 Ω) care redă un spectru larg de frecvențe. Puterea audio la ieșire 2W cu maximum 10% distorsiuni.

Alimentarea se face fără transformator de rețea, redresarea făcîndu-se în montaj de dublare de tensiune cu diode de siliciu.

Puterea consumată de la rețea este de cca. 170 VA

● Mergînd mereu pe calea îmbunătățirii produselor sale Uzina Electronica a realizat o variantă îmbunătățită din punct de vedere calitativ a televizorului E 47 care se numește E 47 B.

El este un televizor de clasă medie, destinat recepției emisiunilor celor 12 canale O.I.R.T din benzile I-II-III.

E 47 B este echipat cu un tub cinescop aluminizat, cu focalizare electrostatică, cu diagonala ecranului de 47 cm, cu unghiul de deflexie de 110° și cu difuzor permanent dinamic Ø 170 mm (1,5VA-3,5 Ω) care redă un spectru de frecvențe foarte larg.

Pentru reducerea perturbațiilor asupra altor receptoare din vecinătatea lui, caseta este metalizată pe fețele interioare.

Prin reproiectare s-a realizat un alt șasiu și o dispunere mult mai rațională a pieselor pe el. În felul acesta s-a evitat montarea prea apropiată a pieselor care se încălzesc mai puternic și care ar influența în mod negativ regimul de lucru al altora.

S-a adoptat un alt bloc schimbător de canale (bloc rotactor) mult mai bun și mai modern, care a dus la creșterea calitativă a imaginii și sunetului.

Televizorul este realizat pe blocuri iar blocurile video-sunet și baleiaj sînt realizate pe principiul cablajelor imprimate care dau o stabilitate și robustețe mai mare în funcționare.

Șasiul televizorului este vertical și rabatabil în jurul unei axe verticale. Pentru reducerea gabaritului, majoritatea subansamblelor sînt dispuse pe fața interioară a șasiului.

Televizorul E47 B are o linie modernă și elegantă, fiind prezentat într-o casetă din placaj furniruit, lustruit oglindă, cu performanțe acustice remarcabile. De asemenea are posibilitatea de a i se adapta și patru piciore la caseta pe care să stea.

Este asimetric cu comenzile scoase în față, lateral stînga poziționate pe verticală.

Televizorul are următoarele reglaje (comenzi) manuale : volum, ton, contrast, luminozitate, frecvența liniilor, frecvența cadrelor, liniaritate pe verticală, dimensiuni pe orizontală, reglajul manual al amplificării și acord fin sunet imagine.

Televizorul are o impedanță de intrare de 75 Ω asimetrică.

Greutatea aproximativă a televizorului : 30 kg.

● La Uzinele Electronica se reia fabricația radioreceptorului S 641 T, de tip superheterodină echipat cu 7 tranzistoare și o diodă funcționînd în gama de unde medii și lungi. Aparatul este de tip staționar.

S 641 T este prevăzut cu antenă de ferită și borne pentru antenă exterioară, cu difuzor circular de IVA cu magnet ticonal cu impedanță de 20 ohmi la 1 kHz. Pentru comutarea gamelor este prevăzut cu un comutator rotativ cu două poziții.

Alimentarea radioreceptorului se face de la 6 elemente cilindrice de 1,5 V.

Radioreceptorul este prezentat într-o casetă cu o linie modernă și elegantă, din lemn furniruit și lustruit oglindă.

Dimensiunile aparatului 365 × 200 × 140 mm iar greutatea inclusiv sursa de alimentare 2,7 Kg.

S 641 T poate recepționa emisiuni în gama undelor lungi (150—260 kHz) și a undelor medii (525—1500 kHz).

Ing. CONSTANTIN CRUCERU

# Conductor coaxial experimental pentru antene de televiziune

Pentru legătura antenei de televiziune cu aparatul de televiziune a fost fabricat în țară conductorul coaxial de înaltă frecvență de tip CC2Y al cărui simbol are următoarea semnificație : C-conductor ; C—coaxial ; 2Y—două straturi de masă plastică (Y) din care primul din polietilenă iar al doilea de policlorură de vinil (fig. 1).

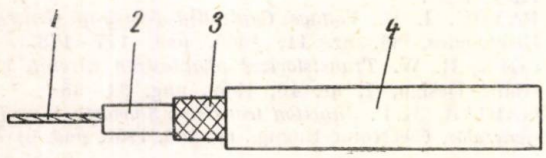



Fig. 1. *Conductor coaxial de înaltă frecvență pentru antene de televiziune simbol CC2Y*

*1*—conductor multifilar 7×0,2 ; *2*—izolație de polietilenă ; *3*—ecran din fire de cupru ; *4* — manta de policlorură de vinil

Conductoarele coaxiale actualmente în fabricație la Fabrica de cabluri și materiale electroizolante se produc cu conductoare de Cu monofilar sau multifilar pentru mai multe dimensiuni cu caracteristicile constructive indicate în tabela 1.

*Tabela 1*

| Numărul de fire și diametrul firului (n×d) | Diametrul exterior al conductei mm | Atennarea la 100 MHz Np/km |
|---|---|---|
| 1 × 0,7 | 5,0 | 14 |
| 1 × 0,8 | 5,4 | 13 |
| 7 × 0,2 | 4,0 | 17 |
| 7 × 0,35 | 7,0 | 11 |
| 7 × 0,20 | 5,7 | 16 |
| 7 × 0,20 | 3,9 | 27 |
| 1 × 0,68 | 6,4 | 13 |

Izolarea acestor conductoare cu polietilenă și învelirea lor cu mantale de policlorură de vinil a creat unele dificultăți de fabricație și exploatare ținînd cont de neconcordanța între limita inferioară a temperaturilor de regim ale polietilenei și policlorurii de vinil (tabela 2).

*Tabela 2*

| Denumirea caracteristicilor | Izolație de cauciuc | Manta de cauciuc | Polietilena | Policlorura de vinil |
|---|---|---|---|---|
| Unghiul de pierderi tg δ | 0,02 | — | 0,0005 | 0,1 |
| Rezistivitatea (ρv) Ω cm | $10^{15}$ | $10^{12}$ | $10^{16}$—$10^{18}$ | $10^{13}$ |
| Constanta dielectrică, (ε) | 4,5 | — | 2,3 | 3,5 |
| Rigiditatea, kV/mm | 30 | — | 25—40 | 15—25 |
| Temperatura de regim °C | | | | |
| maximă | +65 | +65 | +70 | +60 |
| minimă | —50 | —50 | —60 | —40 |

Ca urmare, rezistența la îngheț a polietilenei nu va fi complet folosită și totodată exploatarea cablurilor izolate cu polietilenă cu manta de policlorură de vinil devine mai grea, la regimurile de temperatură joasă.

Pentru a înlătura aceste dificultăți a fost elaborat un nou conductor coaxial experimental la care se combină izolamentul conductoarelor din polietilenă cu o manta din amestec de cauciuc policloropren.

## 1. Tehnologia de fabricație a conductorului coaxial izolat cu polietilenă în manta de cauciuc policloropren

Adoptarea construcției menționate pentru conductoarele coaxiale de televiziune impune o nouă tehnologie de extrudere la temperaturi joase ale mantalei de policloroprenă.

Complexitatea acestei tehnologii constă în faptul că temperatura de extrudere a policloroprenului trebuie să fie cel puțin cu 15—20°C sub temperatura de înmuiere a polietilenei. Dacă se ține seama că temperatura de înmuiere a polietilenei este 100—110°C atunci regimul optim al temperaturii de vulcanizare trebuie să se desfășoare la temperatura de 80—90°C.

Pornind de la aceasta s-au făcut cercetări pentru elaborarea unei tehnologii noi, care să asigure vulcanizarea eficace a mantalei de cauciuc policloropren la temperatura de 75—85°C.

Cea mai eficace s-a dovedit a fi metoda de extrudere la cald, pe extruder, cu vulcanizare ulterioară în manta de plumb. Vulcanizarea cablurilor experimentale, elaborate, într-un mediu de aer la temperatura de 85°C a arătat că se poate obține o manta de cauciuc policloropren de bună calitate.

Parametrii principali ai conductoarelor experimentale elaborate sînt redați în tabela 3.

*Tabela 3*

| Denumirea elementelor constructive | Conductor coaxial 7×0,2 | Conductor coaxial 7×0,35 |
|---|---|---|
| Diametrul firului, mm | 0,2 | 0,35 |
| Grosimea radială a izolației, mm | 2,1 | 2,3 |
| Ecrane electrostatice | împletitură din sîrmă de cupru | împletitură din sîrmă de cupru |
| Manta . . . . . | manta de policloroprenă cu grosimea radială de 2,5 | manta de policloroprenă cu grosimea de 2,5 mm |
| Atenuarea proprie Np/km | 16 | 10,5 |
| Gama de regim a temperaturilor, °C | —50— +81 | —50— +80 |

Se constată că atenuarea este comparabilă cu cea a conductoarelor coaxiale executate în prezent, cu mantale de policlorură de vinil iar gama de temperatură este cuprinsă între —50°C și +80°C.

## 2. Elaborarea amestecurilor de cauciuc pentru mantale pe bază de cauciuc policloropren și vulcanizarea lor

Cercetările s-au efectuat cu un amestec de 50% cauciuc policloropren avînd drept cuplu de vulcanizare o combinație de oxizi de zinc și pirocatechină. De asemenea au mai fost folosiți în rețeta de cauciuc policloropren următoarele substanțe : pirocatechina, clorura de zinc, difenilguanidina, tiuranul și hidrochinona. Pe această bază au fost elaborate mai multe rețete pentru mantale care sînt prezentate în tabela 4.

*Tabela 4*

| Acceleratorul | Fracții gravimetrice la 100 fracții gravimetrice policloropren | Timpul de vulcanizare la 80 °C în ore | Rezistența la rupere kgf/cm² | Alungirea relativă % |
|---|---|---|---|---|
| Oxid de zinc<br>Clorură de zinc | 5 | 5 | 91,0 | 480 |
| Oxid de zinc<br>Pirocatechina | 3<br>1 | 4<br>5 | 96,3<br>95,4 | 360<br>280 |
| Oxid de zinc<br>Pirocatechina | 5<br>0,5 | 4<br>6 | 112,5<br>105,5 | 312<br>340 |
| Oxid de zinc<br>Hidrochinona<br>Pirocatechina<br>Clorura de zinc | 5<br>1<br>0,5<br>0,5 | 6<br>4<br>6 | 89,4<br>98,0<br>108,0 | 406<br>320<br>316 |

Analizînd tabelul se constată că amestecul de cauciuc policloroprenic mai corespunzător a fost acela în care s-au dozat ca acceleratori oxidul de zinc și pirocatechina în proporție de 5% ZnO și 0,5% pirocatechina. Această rețetă asigură o rezistență la rupere de 112,5 kgf/cm² și o alungire de 312%.

După aplicarea mantalei de policloropren, prin extruzie la temperatura de 70°C, conductoarele coaxiale experimentale au fost îmbrăcate în tuburi de plumb la prese de plumb verticale.

După aceea a urmat introducerea conductoarelor îmbrăcate în plumb în autoclave de vulcanizare la temperatura de 85°C. Învelișul de plumb asigură o bună transmitere a căldurii și a temperaturii mai uniformă de vulcanizare.

## 3. Încercări efectuate

Conductoarele coaxiale experimentale elaborate au fost supuse la o serie de încercări.

S-a verificat alungirea cauciucului policloropren în funcțiede rezistența la tracțiune pentru conductoarele coaxiale experimentale, după diferiți timpi de vulcanizare, ridicîndu-se curbele din figura 2. Se constată că timpul optim de vulcanizare în plumb este de 3,5 ore, care pentru diferite rezistențe la rupere dă alungiri minime.

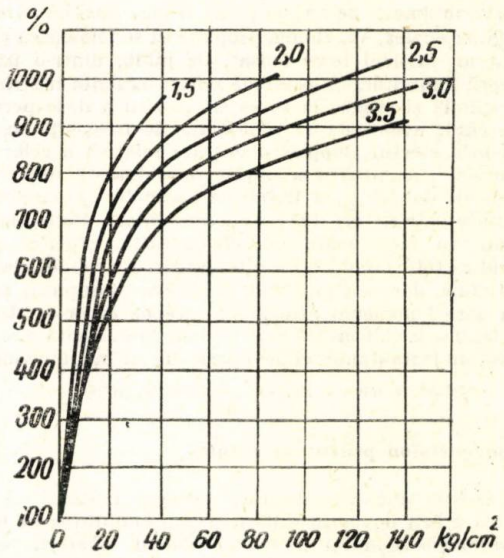



Fig. 2. Curbele „efort-alungire" (numărul de pe curbe reprezintă timpul de vulcanizare în ore)

Impedanța medie a conductoarelor coaxiale, măsurată la 200 MHz, a fost de 38 Ω pentru conductorul cu construcția 7 × 0,2 și de 40 Ω pentru conductorul cu construcția 7 × 0,35.

## 4. Concluzii

Prin realizarea conductorului coaxial experimental s-a verificat o nouă construcție care să permită o tehnologie și o folosire mai bună a izolației de polietilenă, adoptîndu-se în locul mantalelor de policlorură de vinil, mantale de policloropren.

Din datele experimentale reiese că noul conductor are caracteristici fizice și electrice corespunzătoare și poate fi luat în considerație la asimilarea noii serii unitare de conductoare coaxiale pentru antene de televiziune.

# Note tehnice externe

### Laserul şi deriva continentală

Teoria derivei continentelor cunoaşte o nouă popularitate, şi prezintă un interes deosebit posibilitatea verificării fenomenului că masele continentale se află în prezent într-o mişcare relativă. Această mişcare, care poate fi de ordinul a cîtorva milimetri pe an, nu poate fi încă pusă în evidenţă. Un inginer englez, W. Honig, propune să se folosească pentru aceasta un fascicul laser lansat, de pildă, dintr-o parte a strîmtorii Gibraltar, reflectat de partea cealaltă a strîmtorii de o oglindă şi readus la sursa sa, pentru a descoperi prin interferenţă, eventuala sa schimbare de frecvenţă, care ar indica prin efectul Doppler o mişcare relativă a celor două continente. Dar pentru a obţine o schimbare detectabilă, de pildă de doi herţi, ar trebui ca fasciculul să parcurgă de mai multe sute de ori distanţa dus şi întors. Perfecţionarea laserelor va face poate posibilă această experienţă.

Se ridică totuşi o obiecţie : alte mişcări ale solului, de slabă amplitudine, dar mai rapide decît deriva presupusă, nu vor masca oare fenomenul principal? Iată de ce ar fi, desigur, de preferat orice alt mijloc care ar pune în evidenţă o mişcare relativă, nu instantanee, ci pe o perioadă cît mai îndelungată.

(Din ''Le Nature, Science – Progres'', octombrie, 1964).

### Videomagnetofon pentru uz casnic

Specialiştii sînt neîncrezători datorită faptului că pînă acum nu a fost dovedită utilitatea şi posibilitatea de livrare a videomagnetofonului „Telcan'' pentru amatori, precum şi a altor echipamente asemănătoare. Totuşi fabricarea unui videomagnetofon reprezintă un însemnat pas înainte. Pe baza comunicărilor unor participanţi de specialitate la prezentarea aparatului, acest aparat poate efectua înregistrarea atît a programelor de televiziune ale reţelei locale cît şi înregistrări directe cu o cameră videocaptoare ieftină.

În acest caz televizorul şi videomagnetofonul au fost montate împreună într-o mobilă combinată (dulap). Deservirea videomagnetofonului se limitează la apăsarea a patru clape (în funcţiune-întrerupt, înregistrare, rebobinare, redare). Viteza de deplasare a benzii este de 304 cm/s. Înregistrarea se efectuează cu un cap, prin faţa căruia banda defilează în mod obişnuit. Banda are lăţimea obişnuită de 6,35 mm şi este bobinată pe role de 28 cm, astfel încît o bobină asigură o durată de înregistrare de 15 min. Pe bandă se pot înregistra patru piste care se comută automat la fiecare capăt al benzii, astfel încît conform indicaţiilor, se poate asigura o durată neîntreruptă de înregistrare de 60 min. Actualmente o bandă costă încă scump (30 dolari), însă preţul ei trebuie să scadă în viitorul apropiat. Durata de serviciu permite 500 de înregistrări şi ştergeri iar capul de înregistrare trebuie să fie înlocuit după 1 500 ore funcţionare.

Între televizor şi aparatul de înregistrat sînt necesare trei conexiuni : pentru semnalul video, pentru semnalul de audiofrecvenţă şi pentru impulsurile de sincronizare pe orizontală. Aceste semnale se aplică printr-un procedeu de multiplex pe o singură pistă de înregistrare. În perspectivă se elaborează un aparat asemănător pentru înregistrarea emisiunilor de televiziune în culori. El va fi probabil cu 25% mai scump şi va avea jumătate din capacitatea de înregistrare a acestui aparat.

Modelul prezentat este echipat cu 50 tranzistoare cu siliciu, are trei capete separate şi va putea fi găsit în comerţ în curînd la preţul de 500 dolari (respectiv 1 200 mărci).

Din ''Funkschau'', nr. 10, 1964).

### „Ochi" electronic pentru ceaţă

O întreprindere engleză produce un „ochi'' electronic care „vede'' prin ceaţă. El constă dintr-un tub electronic cu lungimea de 30,5 cm şi cu un diametru de 9,5 cm, amplificînd de un milion de ori lumina existentă. Acest tub dă o imagine circulară cu diametrul de 5,1 cm, vizibilă cu ochiul liber, care poate fi mărită cu ajutorul unei camere videocaptoare astfel încît să acopere ecranul unuia sau a mai multor televizoare.

Un avantaj deosebit al acestui tub este că el este mai robust decît alte tuburi intensificatoare, putînd fi folosit în procese industriale în care au loc vibraţii.

Tubul poate servi în tehnica militară, astronomie, televiziune, roentgenologie (dînd o imagine mai mare la o doză inferioară de radiaţii), în fizica atomică şi nucleară, în optică şi fotografie.

(Din ''Poste e telecommunicazioni'', nr. 5–6, 1964).

### Centrala pentru automatizarea expedierii telegramelor

Procedîndu-se la efectuarea verificărilor finale ale unei centrale telegrafice s-a constatat întîi că funcţiunea acestei centrale este de a executa în mod automat sarcinile pe care le îndeplinea pînă acum omul, precum şi de a reduce foarte mult timpul de menţinere a telegramelor în legătură cu traficul aerian, schimbate între aeroporturi precum şi între acestea şi avioanele în zbor. Telegramele sînt expediate în trei moduri diferite : manual, semiautomat, complet automat. În primul caz, operatorul primeşte telegrama şi o introduce într-un transmiţător automat ; apoi apasă pe butonul corespunzător destinaţiei noastre, iar transmiţătorul automat expediază telegrama. În cazul al doilea, operatorul primeşte numai adresa telegramei înscrisă pe un teleimprimator, o citeşte şi pentru a o trimite la destinaţie apasă pe un buton, astfel încît textul telegramei, împreună cu adresa, sînt expediate automat. În cazul al treilea, nu este necesară intervenţia omului, deoarece citirea adreselor şi toate celelalte operaţii se execută automat cu ajutorul unor coduri speciale. Dacă liniile de expediţie sînt ocupate, telegrama este înmagazinată temporar într-un dispozitiv de memorizare cu bandă magnetică sau de alt tip, constituite din nuclee de ferită. De îndată ce linia dorită devine liberă, telegrama este transmisă. Toate aceste operaţii se efectuează automat. La Centrul din Roma sînt branşate 43 de linii. Capacitatea de triere în orele de vîrf este de 1 000 telegrame recepţionate şi de 1 600 expediate. Alte instalaţii de tipul acesta sînt în funcţiune în centrele de trafic aerian de la Zürich, Hong-Kong şi din Canada.

(Din ''Elettrificazione'', august, 1964).

### Aparatură de emisie-recepţie pe microunde

În gama lungimilor de undă de cîţiva centimetri se pot acoperi distanţe de 50–80 km. Folosind antene direcţionale care emit un fascicul foarte dirijat, aceste distanţe pot fi acoperite cu emiţătoare de o putere între 10 şi 100 mW. Bineînţeles că trebuie să existe o vizibilitate între aceste două puncte.

Firma ''Brown Boweri'' produce un ansamblu de emisie – recepţie complet tranzistorizat pentru gama de 7 GHz. Această aparatură constituie o concepţie fundamental nouă, folosind tranzistoare şi diode cu siliciu şi evitînd tuburile electronice complicate pentru microunde.

Stabilitatea în frecvenţă a fost astfel sporită prin comanda cu cristale cu cuarţ, încît aparatura poate funcţiona la intervale între canale de 1 MHz.

Aparatura de emisie-recepţie funcţionează de la 6 400–8 400 MHz şi poate fi folosită pentru sisteme telefonice de 12 sau 24 canale.

Consumul aparaturii este de 10 W. În execuţia normală reflectorul antenei, împreună cu aparatura de emisie-recepţie, formează un ansamblu unitar. La cerere, antena poate fi separată şi racordată la aparatura de emisie-recepţie pînă la o distanţă de 50 m.

(Din ''Industriekurier'', octombrie, 1964).

**Stereoviziunea în culori**

La Expoziția realizărilor economiei naționale a U.R.S.S. a fost prezentată o instalație de stereoviziune în culori, cu două canale.

Datorită proprietății polaroidelor — instalație optică care orientează razele de lumină într-un plan determinat — se obține efectul stereoviziunii.

Spectrul devine un participant activ la evenimentele arătate: el vede cum vine mingea spre el, are senzație că trenul "iese" de pe ecran etc.

Dacă se adaugă tuburi cinescop cu imagine în culori, se obține o instalație de televiuzine industrială cu trei canale. Acest sistem transmite imaginea în culori naturale și este compus dintr-un emițător de semnale, un tablou de comandă și un receptor.

Există numeroase ramuri industriale unde prezența omului este nerecomandabilă sau imposibilă. În "zona fierbinte" a unui reactor, de exemplu, munca este executată prin brațe mecanice, controlate prin televiziune. În laboratoarele bacteriologice și chimice este adeseori necesar să se supravegheze de la distanță amestecul substanțelor periculoase (de exemplu în cazul acționării cu substanțe radioactive). În aceste condiții, stereoviziunea în culori este de neînlocuit.

Cu ajutorul ei va fi posibil să se asigure fără nici un pericol aterizarea „fără vizibilitate" a avioanelor. Stereoviziunea va putea fi, de asemenea, folosită în metalurgie. Dispozitivele mecanice, care scot lingourile din furnale, vor putea de asemenea „ să vadă".

(Din "Le Drapeau Rouge", martie, 1965).

**Voltmetrul potențiometric diferențial cu indicație numerică**

De curînd s-a realizat un nou voltmetru potențiometric diferențial, denumit „662", care cuprinde o sursă de tensiune /Weston/, o punte de comparație și un detector de zero. După o oră de funcționare se obține o stabilitate de $5.10^{-3}$, în mod permanent, iar divizorul potențiometric, cu rezistență constantă și citire numerică, are liniaritatea $2{,}5 \times 10^{-5}$. Pînă la 500 V c.c., citirile se fac cu precizia minimă de $10^{-2}$, iar pentru valorile mai mari, un divizor extern, cu rezistența de intrare 10 MΩ, permite măsurări pînă la 5 kV.

Aparatul folosește cele mai recente perfecționări, de exemplu modularea fotoelectrică, mediu termostatic etc., avînd dimensiuni și greutate redusă.

(Din "Electronique Industrielle", iulie-august, 1964).

**Diodele p-i-n oferă o metodă nouă de modulare**

Prima dintr-o serie de diode p-i-n pasivate, planar, de tipul 3001, face posibilă aplicarea unei metode noi de modulare a semnalelor de foarte înaltă frecvență în banda C. Atunci cînd aceste diode sînt plasate pe o linie de transmisiune și negativate direct, ele acționează ca un atenuator de tipul cu absorbție, permițînd modularea și comutarea undelor sinusoidale, pătrate și a impulsurilor, fiecare fără modificarea frecvenței de la sursa de curent. Piesele întrunesc avantajul de a avea o rezistență serie reziduală mică, o capacitate foarte scăzută și o viteză mare, avînd durata de comutare pe conducție și pe blocare de 20 ns pentru un raport conducție/blocare mai mare decît 30 dB. Configurația planar, cu pasivarea suprafețelor, asigură o stabilitate și siguranță în funcționarea de lungă durată. Aceste diode sînt utile mai ales acolo unde se cere cea mai scăzută rezistență serie reziduală și capacitate de joncțiune, pentru rapoarte mari de conducție/blocare. Tipul 3001 prezintă o tensiune inversă mai mare decît 150 V, capacitatea de ieșire sub 0,7 pF, capacitatea sub 0,3 pF la tensiunea reglată de — 50 V și rezistența reziduală sub 1,5 Ω. Dioda este închisă ermetic într-un tub de sticlă miniatură cu lungimea de 0,175 in și diametrul de 0,070 in. Prețul este de 15 dolari pentru 1... 99 piese și 10 dolari pentru 100...199 piese.

(Din "Electronics", august, 1964).

**Potențiometre reglabile capsulate de tip nou**

La tîrgul din Hanovra s-a prezentat o serie întreagă de potențiometre reglabile capsulate etanșe la aer și rezistente la umiditate, în diferite mărimi de execuție, și anume 12, 27, 48 și 77 mm diametrul carcasei. La toate tipurile axul de acționare este capsulat cu ajutorul unor inele de etanșare din cauciuc.

Racordurile electrice sînt turnate. În acest fel corpul rezistenței și cursorul sînt protejate contra influențelor dăunătoare ale atmosferei ambiante. Din considerentele arătate, potențiometrele sînt indicate în special pentru a fi utilizate în industria chimică, echipamentele miniere, industria metalurgică, pe vapoare și regiunile tropicale.

Un astfel de potențiometru, realizat la un diametru de 77 mm, permite o sarcină maximă de 6 W. Valoarea minimă a rezistenței este de 1 Ω, iar valoarea maximă este de 68 Ω.

Datorită densității mari de bobinare a rezistenței (200... 2 000 spire, în funcție de rezistență) este asigurată o mare definiție.

Sînt livrabile potențiometre cu linii caracteristice avînd variație liniară sau logaritmică a rezistenței.

(Din "Internationale Elektronische Rundschau", august, 1964).

**Dispozitive pentru disiparea căldurii utilizate pentru semiconductoare**

Televizorul viitor va fi echipat în întregime cu tranzistoare. Pe baza unor numeroase încercări efectuate, se prevede că el va disipa mai puțină căldură decît echivalentul său cu tuburi, întrucît căldura produsă de tranzistoarele de putere trebuie să fie disipată prin metoda cea mai adecvată.

Această metodă există deoarece se realizează în mod curent o gamă întreagă de elemente pentru disiparea căldurii, în care este imposibil să nu se găsească ușor radiatorul cu convecție naturală de care el are nevoie indiferent dacă este vorba de cîteva sute de miliwați sau de zeci de wați. Tehnologia particulară a acestor radiatoare permite realizarea pe "măsură" a elementelor corespunzătoare pentru o utilizare dată.

Din "Télévision", nr. 144, 1964).

# Referate

LE FLOCH, P. **Liniile de întîrziere,** Electron. Ind., nr. 76 (1964) septembrie, pag. 285—289, 7 fig., 2 tabl.

Liniile de întîrziere bazate pe fenomenele de propagare în corpuri solide sau lichide pot fi : *a*) linii cu magnetostricţiune, care în mod obişnuit folosesc nichelul şi au o bobină emiţătoare şi o bobină receptoare a cărei inductanţă variază cu variaţiile de cîmp rezultînd variaţii ale forţei electromotoare datorită semnalului aplicat ; *b*) linii cu cuarţ, folosind traductoare pentru transformarea mărimilor electrice în vibraţii ale lamelei (la intrarea liniei) şi invers (la ieşire) ; *c*) linii cu mercur, care folosesc lamele de cuarţ la intrare şi ieşire, propagarea făcîndu-se însă prin mercur.

Întîrzierea obţinută cu aceste tipuri de linii este mare (3μs...40 ms), semnalul este atenuat puternic (cu 40... 70 dB), iar preţul lor este ridicat, avînd o tehnologie complicată. Banda de trecere este redusă. Liniile de întîrziere electromagnetice pot fi : *a*) cu constante concentrate, unde bobinele sînt cu aer, cu spire alăturate sau în fagure sau pe torturi magnetice, iar condensatoarele sînt precise şi au o comportare bună cu temperatura ; aceste linii pot fi şi active, dacă au un tranzistor de comutaţie (cu un transformator de impulsuri ca sarcină) care serveşte ca element regenerator în fiecare celulă elementară a liniei ; se obţine astfel un impuls la ieşire identic cu cel de intrare ; *b*) cu constante distribuite. La aceste linii se obţine simultan prin bobinare elementul inductiv şi cel capacitiv ; de multe ori lungimea este un mare inconvenient. Cu linii de dimensiuni reduse s-au obţinut întîrzieri între cîteva microsecunde şi cîteva nanosecunde.

Liniile de întîziere se folosesc în dispozitivele de calcul cu funcţionare în serie, în sumatoare, contoare, totalizatoare, în osilografe, pentru utilizarea semnalului faţă de declanşarea bazei de timp, în oscilatoare de tip „bloking" (oscilator autoblocat), pentru decodificarea informaţiilor transmise în cod binar.

GARDINER, J.G. şi HOWSON, D.P. **Influenţa stocării purtătorilor minoritari de sarcină asupra performanţelor modulatoarelor echipate cu diode semiconductoare,** Proc. I.E.E., 111 (1964), nr. 8, august, pag. 1393 — 1400, 16 fig. 12 ref. bibl.

Procesul de stocare a unor purtători minoritari de sarcini în dispozitivele semiconductoare caracterizate printr-un transfer de curent bazat pe procesele de injecţie, limitează utilizarea acestor dispozitive în aplicaţii de comutaţie la frecvenţe înalte. Această limitare se datorează generării unor impulsuri inverse de curent, al căror mecanism de formare la nivelul joncţiunilor p-n este amănunţit studiat. Dependenţa acestui fenomen de parametrii circuitului, de cei ai diodei semiconductoare, precum şi de geometria joncţiunii, face posibilă găsirea unor metode de extindere a domeniului de frecvenţă utilizabil. Se întreprinde un studiu analitic şi experimental al fenomenului, urmărindu-se în special problema pierderilor de conversiune şi prin inerţie. Comportarea dispozitivelor amintite este studiată în aplicaţii de comutaţie cu tensiuni sinusoidale sau cu forme pătratice de undă, în primul caz survenind dificultăţi suplimentare legate de creşterea duratei impulsurilor de curent invers, cu creşterea frecvenţei.

BÜHN, U. **Determinarea coeficienţilor cuadripolilor de mare rezistenţă în gama frecvenţelor ultraînalte, cu ajutorul caracteristicii de transfer,** Nachr-Techn, 14 (1964) nr. 9, septembrie, pag. 338—340, 4 fig., 9 ref. bibl.

Metodele de compensaţie utilizate pentru măsurarea coeficienţilor cuadripolilor la frecvenţe ultraînalte sînt imprecise în cazul cuadripolilor cu rezistenţă ohmică mare (a căror valoare normată este mult mai mare ca unu), întrucît impedanţa caracteristică a sarcinii devine practic egală cu aceea a cuadripolului de compensare. Se descrie o schemă de compensare care permite ridicarea unei caracteristici de tensiune la ieşire (mărime complexă) obţinută prin varierea părţilor reală şi imaginară a matricei admitanţei cuadripolului etalon. Pe baza celor două caracteristici de transfer se defineşte „lăţimea caracteristicii" ca gamă de variaţie a parametrilor amintiţi, înăuntrul căreia valoarea relativă a tensiunii la ieşire nu depăşeşte o anumită valoare. Se dau formule pentru calculul părţilor reală şi imaginară a cuadripolului măsurat pe baza „lăţimii" caracteristicilor ridicate.

HARKNESS, S. : **Două tipuri de amplificatoare selective echipate cu tranzistoare,** Electron. Engng. 36 (1964) nr. 439, septembrie, pag. 622—662, 8 fig., 1 tabl., 5 ref. bibl.

Echiparea cu tranzistoare a amplificatoarelor selective şi alimentarea lor din baterie sînt avantajoase nu numai prin reducerea dimensiunilor şi a greutăţilor, ci şi prin reducerea admitanţelor faţă de masă şi a zgomotelor. Unul din principalele dezavantaje al acestor amplificatoare cu circuite selective în bucla de reacţie este legat de necesitatea de a varia mai multe elemente pentru reglarea frecvenţei. În această ordine de idei, se propune utilizarea unei punţi Wien modificate, care permite reglarea frecvenţei cu ajutorul unei singure rezistenţe variabile. Se analizează funcţionarea şi principalele performanţe ale punţii propuse precum şi două tipuri de etaje selective realizate cu această punte. Deoarece performanţele impuse unui amplificator selectiv (selectivitatea ridicată, zgomotul şi distorsiunile scăzute, banda de frecvenţe) sînt contradictorii şi trebuie alese în funcţie de aplicaţia dată, se analizează două scheme complete. Unul din amplificatoare este destinat măsurării pierderilor în miezurile magnetice şi are o sensibilitate mică, dar o selectivitate foarte bună. Al doilea amplificator se utilizează ca detector în punţile liniare de audiofrecvenţă de precizie şi se caracterizează printr-o sensibilitate foarte ridicată.

SEVELEV, P. N. : **Dispozitiv de înmulţire cu afişare numerică,** Priborostroenie, (1964) nr. 9, septembrie, pag. 13—16, 7 fig., 6 ref. bibl.

Pentru înmulţirea a două mărimi analoge, se propune schema unui dispozitiv cu afişarea numerică a rezultatelor. Cele două mărimi de intrare se prezintă sub forma a două tensiuni electrice, dintre care una poate să-şi schimbe polaritatea. Principalele elemente ale schemei sînt : un convertor care transformă una din tensiunile de intrare într-un impuls modulat în durată şi un generator de impulsuri, a cărui frecvenţă este comandată de a doua mărime analogă de intrare. Un circuit-poartă permite trecerea spre numărător a unui număr de impulsuri proporţional, atît cu durata impulsului de la convertor, cît şi cu frecvenţa impulsurilor de la generator. În felul acesta, numărul impulsurilor înregistrate de numărător este proporţional cu produsul celor două mărimi analoge de intrare. Se dau schemele de principiu ale diferitelor blocuri din cadrul schemei, analizîndu-se funcţionarea şi performanţele lor (cu precizia totală de aproximativ 1 %). Se insistă în mod special asupra schemei convertorului, realizat cu două etaje tip fantastron, şi asupra generatorului comandat, realizat cu un tub de reactanţă.

HARRIS, S.E. : **Demodularea semnalelor luminoase modulate în fază, cu ajutorul cristalelor birefringente,** Proc. I.E.E.E. 52 (1964) nr. 7, iulie, pag. 823—831, 8 fig. 17 ref. bibl.

Prin analogie cu reţelele de demodulare a semnalelor de radiofrecvenţă modulate, se analizează posibilitatea demodulării unor semnale de lumină cu modulaţie de fază, utilizînd reţele optice cu cristale birefringente. Astfel, se analizează fenomenele caracteristice care au loc la trecerea unei lumini incidente, polarizate, printr-un cristal birefringent, posibilităţile de modificare a polarizării, decalajul de timp între unda luminoasă obişnuită şi cea extraordinară, la ieşire în funcţie de natura cristalului şi de tăierea lui, se redefineşte noţiunea de înfăşurătoare de polarizare etc. Analizîndu-se mecanismul de funcţionare al demodulatoarelor birefringente, precum şi funcţiunile lor de bază şi anume transformarea unui semnal luminos cu modulaţie de fază, într-unul cu modulaţie de amplitudine şi detectarea lui corespunzătoare, precum şi suprimarea sau compensarea unui semnal luminos incident cu modulaţie de amplitudine, se studiază eficacitatea de conversiune, de suprimare, precum şi problema lărgimii de bandă, în legătură cu aplicaţii în transmisiuni.

KOVACS, F.S. şi EPSTEIN, A.S. : **Determinarea distribuţiei impurităţilor în straturile epitaxiale de siliciu.** Solid-State Technol., (1964), august, pag. 32—36, 5 fig., 5 ref. bibl.

Analizîndu-se fenomenul de îndepărtare a purtătorilor de sarcină din regiunea unei joncţiuni p-n înspre celelalte regiuni în funcţie de gradul de impurităţi al acestora, se prezintă distribuţia lor şi se constată posibilitatea asimilării regiunii neutre formate cu un condensator a cărui valoare depinzînd de distanţa dintre limitele regiunii, depinde, implicit de nivelul de impurităţi. Acest fenomen stă la baza metodei prezentate pentru determinarea distribuţiei impurităţilor într-un dispozitiv semiconductor. În acest sens, pe semiconductorul cercetat prin depunere de aluminiu şi printr-o aliere ulterioară se obţine o joncţiune p-n a cărei capacitate este măsurată într-un circuit electronic al cărui element principal îl constituie o punte.

Se descrie amănunţit metoda de măsurare a capacităţii şi cercetarea ulterioară a rezultatelor cu distribuţia de impurităţi.

JUSTER, F. **Studiul unui selector de ultraînaltă frecvenţă** Radio et TV, (1964), nr. 431, septembrie, pag. 290—293 şi 320, 5 fig., 1 tabl. 1 ref. bibl.

Se descrie un selector de ultraînaltă frecvenţă, fără etaj de IF, cuprinzînd un preselector cu două linii, o diodă schimbătoare de frecvenţă şi un oscilator cu tranzistor cu siliciu.

Oscilatorul, realizat cu piese puţine, este foarte stabil la variaţiile tensiunii de alimentare şi ale temperaturii şi are un consum de energie redus. Emiţătorul şi colectorul tranzistorului oscilînd în fază, s-a montat o linie mică de întîrziere în circuitul de colector. Se dă schema oscilatorului şi caracteristicile lui maxime absolute la 25 °C. Condiţia de oscilaţie s-a dedus din calcule.

Circuitul de amestec cuprinde o diodă care redresează tensiunea alternativă a oscilatorului, creînd o polarizare continuă. Circuitul este legat la linia oscilatorului printr-o buclă ; curentul diodei se reglează modificîndu-se suprafaţa şi amplasarea buclei de cuplaj. La ieşirea din circuit se montează un filtru trece jos, care constituie totodată ieşirea de frecvenţă intermediară a selectorului.

Circuitele acordate de ultraînaltă frecvenţă, sînt două linii cu frecvenţă de rezonanţă de 1 000 MHz.

Se prezintă datele constructive şi performanţele selectorului. Articolul cuprinde şi cîteva generalităţi despre amplificatoarele de frecvenţă intermediară pentru imagine şi sunet.

SZABO, ENDRE. : **Analiza dezacomodării feritelor de audiofrecvenţă,** Hiradástechnika, 15 (1964), nr 9, septembrie, pag. 260—264, 5 fig., 17 ref., bibl.

Feritele de audiofrecvenţă folosite în telecomunicaţii trebuie să satisfacă condiţii severe de stabilitate a parametrilor. În cazul expunerii miezurilor de ferită influenţei unor factori ca : solicitări mecanice, cîmp magnetic sau variaţii de temperatură, permeabilitatea miezului la început creşte, apoi în timp începe să scadă, ajungînd chiar sub valoarea permeabilităţii iniţiale. Acest fenomen care poartă denumirea de *dezacomodare*, este obiectul unor studii şi cercetări, explicaţia exactă a fenomenului nefiind încă elucidată. S-a determinat influenţa unor factori tehnologici şi a compoziţiei chimice asupra stabilităţii în timp a feritelor. Se prezintă date asupra stabilităţii diverselor tipuri de ferite şi schema-bloc a unei instalaţii de determinare a gradului lor de instabilitate. Se descriu apoi diverse metode de măsurare şi se discută aplicabilitatea lor la cîteva tipuri de miezuri. Se prezintă de asemenea, o curbă de dezacomodare şi o diagramă a variaţiei factorului de instabilitate în funcţie de temperatură a unor ferite de audiofrecvenţă.

BONDER, W.G. : **Experienţe privind adaptarea modulaţiei în cod de impulsuri la sistemele de transmisiuni multicăi,** Bell Labor. Rec., 42 (1964), nr. 7, iulie-august, pag. 240—246, 7 fig.

Avantajul esenţial al utilizării modulaţiei în cod de impulsuri în transmisiuni îl constituie independenţa sistemului faţă de zgomot, interferenţe, şi distorsiuni. Sistemul, folosit la transmiterea unui semnal de televiziune în culori, necesită utilizarea unui tub special, codificator, care eşantionează semnalul cu o viteză foarte mare — 12 milioane de operaţii de eşantionare pe secundă — iar la recepţie utilizează un decodificator cu semiconductori. Ţinînd seama de avantajele pe care le prezintă, s-a cercetat experimental posibilitatea adaptării modulaţiei în impulsuri la ansamblul codificator-decodificator folosit în transmisiuni telefonice multicăi cu selecţie în frecvenţă. Se descrie amănunţit, echipamentul de modulaţie, adaptat unui post de emisie existent, măsurile efectuate şi rezultatele obţinute. S-a întreprins un studiu separat asupra problemelor legate de zgomotul de cuanticare, de dependenţa lui de structura de cod şi de influenţa asupra inteligibilităţii la recepţie.

COOK, F.W. şi WOLFF, C.H. : **Sisteme numerice de transmitere a informaţiilor, construite de A.T.E.,** A.T.E.J., 20 (1964), nr. 3, iulie, pag. 110—119, 8 fig., 2 tabl., 2 ref. bibl.

Datorită benzii mai largi de frecvenţă pe liniile telefonice, se pot realiza transmisiuni de semnale telegrafice cu o viteză de 10...15 ori mai ridicată decît pe liniile telex, liniile telefonice permiţînd şi folosirea de dispozitive de protecţie împotriva erorilor. Se descrie un sistem de transmitere a informaţiilor sub formă numerică, destinat funcţionării pe linii telefonice. Viteza de regim a transmisiunii este de 750 baud. Introducerea datelor se face prin bandă perforată. Se prezintă apoi schemele-bloc ale echipamentelor terminale ale sistemului PT 750 PT şi principiul dispozitivului de citire a benzii perforate. Se dă schema-bloc a sistemului automat de corecţie a erorii. Într-o tabelă se dau rezultatele experimentale obţinute cu o serie de echipamente.

Se prezintă sistemul perfecţionat PT 600/1200 PT conform normelor CCITT, permiţînd realizarea de transmisiuni cu viteza de 1200 baud pe linii telefonice îmbunătăţite. Sistemul se descrie pe baza schemei-bloc care conţine instalaţia de prelucrare şi transmitere a informaţiilor, precum şi posibilitatea de racordare a instalaţiei la un calculator terminal.

MYERS, O. : **Dezvoltarea semnalizărilor în sistemele de centrale telefonice,** Journal des télécommunications, 31 (1964), nr. 6, iunie, pag. 167—171.

Sistemele de centrale telefonice automate, trebuie să comunice între ele pentru a primi şi a transmite informaţii, cereri şi ordine. Ele comunică cu ajutorul semnalelor de diverse tipuri, corespunzînd unor indicaţii privind numărul postului cerut, starea de conexiune, tonurile audio de apel sau ocupat şi semnalele care informează echipamentul că se face un apel, sau că la postul cerut se răspunde sau că se închide telefonul. Există o mare varietate de limbaje de semnalizare.

Articolul de faţă studiază diferitele caracteristici comune a mai multor sisteme de semnalizare, ca şi diferenţele dintre ele.

Conform cu o clasificare general admisă, se disting uşor semnalele de linie şi semnalele registrelor. Primele sînt transmise direct de la un circuit interurban la altul ; aşa că semnalele de angajare, de răspuns, de liber (sau) de ocupat, sînt semnale de linie. Semnalele schimbate între registre şi semnalele de la şi spre registre, se numesc semnale între registre sau de registre. În sensul acestui articol, un registru este un echipament care primeşte, înregistrează şi emite cifre. Concepţia echipamentelor permite frecvent transformarea semnalelor dintr-o categorie în alta.

Reţelele europene folosesc două semnale de angajare interurbane, care sînt semnale de linie, unul pentru comunicaţii directe (terminale) şi celălalt pentru comunicaţii stabilite prin comutare (de tranzit). Reţelele din S.U.A. nu utilizează decît un semnal de angajare, care este tot un semnal de linie. Pentru interconectarea celor două grupe de reţele în sensul S.U.A. — Europa, a trebuit să se adauge semnalului de angajare unic din S.U.A., două semnale de registru, unul dintre acestea diferenţiind comunicaţiile terminale iar celălalt comunicaţiile în tranzit.

Se mai pot întîlni semnale de supraveghere, semnale de comandă, semnale de progresie, semnale de informare şi semnale de avertizare. Semnificaţiile a cîtorva dintre aceşti termeni se suprapun cîteodată.

Sistemele de semnalizare cele mai vechi foloseau dispozitive în curent continuu.

Introducerea de repetoare de căi prin curenţi purtători şi a exploatării automate interzice transmisia la mare distanţă a impulsurilor de curent continuu. Semnalizarea cu o singură frecvenţă a fost adoptată în S.U.A. şi Canada pentru semna-

lele de linie la exploatarea interurbană, semnalizarea prin impulsuri multifrecvenţă fiind adoptată pentru semnalele de selectare din serviciul urban şi interurban.

Într-un sistem multifrecvenţă, o cifră corespunde la două frecvenţe alese dintr-o serie de şase frecvenţe. Aceste două frecvenţe sînt transmise simultan, fiind posibile 15 combinaţii, 10 combinaţii sînt atribuite cifrelor şi cinci semnalelor auxiliare. Acest sistem permite detectarea erorilor, de exemplu, frecvenţe lipsă sau frecvenţe adiţionale.

În Europa, pentru transmiterea numărului cerut, în serviciul interurban şi internaţional, s-au adoptat aranjamente binare cu una şi două frecvenţe vocale pentru motive identice cu cele care determinaseră adoptarea semnalizării cu frecvenţe vocale în S.U.A. Simultan se adoptau semnale de linie cu o frecvenţă vocală de un tip ceva mai complex.

În majoritatea sistemelor de semnalizare, calea de transmitere este utilizată şi pentru semnalizare. Sistemele de semnalizare "hors bande" (în afara benzii) sînt şi ele aplicate; în acest caz o secţiune de semnalizare în afara benzii, corespunde fiecărei secţiuni de transmisie. Necesitatea de a deplasa această cale de semnalizare în acelaşi timp cu calea telefonică de fiecare dată cînd aceasta din urmă este deplasată, ca şi în cazul unei mutaţii a unui circuit pe o altă cale, desigur că pune o serie de probleme. Recent s-a analizat cu seriozitate utilizarea unei semnalizări comune în "derivaţie" numită semnalizare de tip transmisia datelor. Într-un astfel de sistem, un circuit de semnalizare transmite semnalele unui anumit număr de căi telefonice.

Progresele înregistrate recent în domeniul transmiterii datelor şi în studiile — efectuate în lumea întreagă — asupra sistemelor de selectare electronice şi semielectronice, au repercusiune asupra sistemelor de semnalizare întrezărite în viitor.

Se pare că, chiar numerotaţia multifrecvenţă ar fi prea lentă pentru a corespunde vitezelor de comutaţie electronică şi mesajelor de date a căror durată medie nu depăşeşte cîteva secunde. Astfel a trebuit să se ia serios în consideraţie recurgerea la o numerotaţie prin decalare de frecvenţă cu codul secvenţial 2/6 ca sistem standardizat pentru viitor. Această semnalizare este aproape de 10 ori mai rapidă decît selectarea multifrecvenţă; ea permite să se atingă aproape 70...80 cifre pe secundă.

Unul din principalele defecte a marilor reţele interurbane este incapacitatea lor de a furniza un serviciu de calitate la fel de bună ca şi reţelele urbane; aceasta provine dintr-un oarecare grad de insuficienţă în detectarea, localizarea şi semnalizarea deranjamentelor.

Pentru remedierea acestor inconveniente şi ameliorarea calităţii serviciului s-a sugerat o soluţie constînd în utilizarea „semnalizării multifrecvenţă dependente". Într-un sistem de semnalizare de acest tip, căruia numeroase ţări din Europa i-au dat tot sprijinul, fiecare cifră este verificată şi face obiectul unei confirmări de recepţie, cu ajutorul unui semnal transmis spre înapoi, înainte ca cifra următoare să poată fi transmisă. Semnalizarea multifrecvenţă dependentă utilizează acelaşi tip de coduri de semnalizare ca şi semnalizarea multifrecvenţă independentă.

Datorită altor necesităţi, recent au apărut centralele de bandă largă cu frecvenţe de la 48 kHz la 3 MHz, fie pentru circuitele de transmitere a datelor (legături între maşinile de calculat de exemplu) fie pentru circuitele de televiziune.

Pînă aci necesităţile au fost relativ scăzute însă s-a prevăzut că ele vor creşte în special dacă se va mări numărul sistemelor de centrale acceptînd frecvenţele ridicate folosite în acest caz. Centralele de bandă largă atribuie vitezei de semnalizare o importanţă capitală din punct de vedere economic, pentru că timpul de ocupare a circuitelor necesar semnalizării este relativ mai scump pe o cale de 48 kHz decît pe o cale de 4 kHz.

Una din cele mai folositoare lecţii care se poate trage din experienţa semnalizărilor, este valoarea supleţei de funcţionare.

Majoritatea sistemelor de semnalizare sînt în general compatibile şi pot fi interconectate. Acesta a fost un factor deosebit de important în adoptarea sistemelor de semnalizare mai evoluate, pe măsura ce punerea lor în lucru devenea de dorit.

Pătrundem aci într-un domeniu unde există divergenţe de păreri. Un mare număr de ingineri consideră efectiv că sistemul de semnalizare cel mai bun corespunde unei semnalizări de la un capăt la celălalt cu comanda prin registrul de plecare. Controlul fiecărei comunicaţii este încredinţat registrului de plecare.

În articolul de faţă s-au dat cîteva informaţii fundamentale care permit precizarea motivelor evoluţiei pînă în prezent a semnalizării pe reţelele telefonice, analizarea cîtorva diferenţe care există între sistemele de semnalizare şi indicarea unor concluzii care se pot trage din experienţa căpătată în exploatarea sistemelor existente.

Articolul este în mod esenţial consacrat semnalizării pe reţelele telefonice. Este bine totuşi de observat că se tinde spre sisteme de telecomunicaţii permiţînd transmiterea în afară de voce şi a tot felul de date, utilizînd benzi largi sau înguste simultan, în acelaşi timp cu căile telefonice simple.

Principiile care stau la baza reţelelor telefonice automate, pot fi în general aplicate tuturor reţelelor automate de telecomunicaţii cu selectare.

WEBER, E.H.: **Instalaţii de încercare pentru localizarea defectelor din cablu,** Bell Laboratories Record, 42 (1964), nr. 9, septembrie, pag. 289—293.

Deteriorarea izolaţiei sau modificarea conductivităţii unui cablu coaxial submarin, din cauze mecanice, implică suprimarea alimentării cu c.c. a repetoarelor submarine. Pentru localizarea defectului se transmit anumite semnale pe căile de alimentare a repetoarelor scoase din funcţiune.

Neadaptarea impedanţelor şi pierderilor de transmisiune pe traseul repetorului împiedică localizarea oricărui defect situat dincolo de repetorul cel mai apropiat, prin metoda impulsurilor reflectate. Metodele de încercare cu curent continuu nu permit localizarea defectelor de întrerupere netă şi în plus apar erori din cauza curenţilor telurici şi a efectului electrochimic datorit prezenţei unor metale diferite în mediu de apă sărată.

Instalaţia de încercare pentru localizarea defectelor, care a fost elaborată pentru a înlătura aceste inconveniente, cuprinde un dispozitiv de c.a., pentru compararea impedanţelor în raport cu un cablu artificial, care posedă caracteristicile de impedanţă şi propagare ale cablului submarin ce urmează a fi încercat. Instalaţia cuprinde de asemenea posibilitatea de a introduce un "defect" echivalent, într-o "poziţie" echivalentă, exprimată printr-un anumit număr de repetoare şi de mile suplimentare, în raport cu unul din capetele cablului, denumit staţia de referinţă.

Cele două cabluri — real şi artificial — constituie două braţe alăturate ale unei punţi de impedanţă pentru c.a., iar la echilibru, poziţia defectului se citeşte direct pe cadranul cablului artificial.

Metoda comparării impedanţelor este utilă numai dacă pierderile de înapoiere a curentului sînt suficient de reduse pe porţiunea dintre staţia de referinţă şi locul defectului. Atenuarea semnalului şi a cablului pe o secţie de amplificare de 20 mile, dus şi întors, se consideră că este de circa. 0,25 dB la 0,25 Hz; 0,5 la 1 Hz şi 1,15 dB la 5 Hz, la care se adaugă pierderile de curent în defect sau în alte moduri, astfel că frecvenţele mai mari decît 1 Hz nu se pot folosi pentru localizarea defectelor care nu se află în apropierea staţiei de referinţă.

Pentru acest motiv, instalaţiile de încercare utilizează frecvenţele de 0,25, de 0,50 şi de 1 Hz, transmiţînd impulsuri de formă pătratică, repetate la intervale de 4, de 2 şi de 1 s.

Puntea comparatoare de impedanţe, completată cu două rezistenţe egale în celelalte două braţe, este alimentată de la un generator de impulsuri pătratice, constituind într-un comutator de transfer acţionat mecanic şi asociat cu un divizor de tensiune aplicat unei surse de curent continuu. Tensiunile de dezechilibru ale punţii se aplică la plăcile de deviaţie pe verticală ale unui osciloscop, iar deviaţia de orizontală este produsă de un generator de tensiune în dinţi de ferăstrău, constituit de un comutator de transfer care scurtcircuitează alternativ fiecare din cele două condensatoare conectate în serie cu sursa de tensiune de c.c., printr-o rezistenţă de valoare mare.

Comutatoarele de transfer sînt acţionate de camele unui arbore comun astfel, încît explorarea se face o dată pentru bază şi o dată pentru vîrful impulsurilor pătratice. Urmele succesive apar simultan pe un ecran cu persistenţă fosforescentă, gradul de dezechilibru al punţii fiind indicat de separaţia dintre urme.

Un cablu artificial cuprinde rețele echivalente pentru fiecare repetor și fiecare secție de amplificare, ale căror rezistențe și capacitanțe pot fi ajustate astfel, încît să fie echivalente cu cele respective ale cablului real, în condițiile reale de temperatură, de adîncime, de imersiune etc.

Cablul artificial trebuie să reproducă pe cel real cu foarte mare exactitate, deoarece în cazul contrar, coincidența liniilor drepte, care arată identitatea impedanțelor, încetează și apar în schimb anumite deformări care nu pot fi interpretate corect. Pentru acest motiv, fiecare cablu real, nou instalat, este măsurat de la început cu instalația de încercare, făcîndu-se ajustările corespunzătoare la cablul artificial, ajustări care nu ar putea fi determinate în alt mod.

O dificultate importantă o prezintă simularea condensatoarelor cu ulei de castor, care se folosesc la filtrele repetoarelor pentru cabluri submarine, deoarece întrebuințarea unor condensatoare identice pentru cablu artificial, nu este nici economică, nici practic utilizabilă. Condensatoarele echivalente au fost plasate în frigidere și li s-au determinat caracteristicile pentru temperaturile de 3 °C, de 6 °C și de 9 °C, la 0,25 la 0,50 și la 1 Hz. În acest mod, la elaborarea unei specificații de încercări uzinale este suficient să se indice valorile acestor parametri, luați din foaia de măsurare a cablului.

Se arată apoi modul de introducere a unui defect echivalent, în oricare poziție echivalentă din cablul artificial determinată printr-un număr de repetoare și un surplus de lungime (în mile) în raport cu stația de referință (sau cu celălalt capăt al cablului).

Cu ajutorul unor comutatoare cu disc se alege rețeaua corespunzătoare secției de cablu care urmează a fi încercată, apoi ea se scoate din cablul artificial și se înlocuiește cu un număr echivalent de rețele unitare (de 1 milă), introduse în tandem. Se potrivesc apoi comutatoarele cu disc suplimentare, din circuitul de comutare "mile pînă la defect", pentru ca rezistența care simulează defectul să fie plasată între două rețele unitare.

Cablurile artificiale, fabricate curent, sînt identice la ambele capete ale unui cablu instalat și cuprind două dispozitive de comutație, independente, care permit supravegherea permanentă a cablului în cazul unui deranjament de derivație, provocat de un defect al izolației și de o selecționare intenționată, făcută de personalul de întreținere al unei nave pentru reparații.

Cablurile artificiale, destinate a se folosi la cabluri reale cu mai puțin de 64 repetoare, sînt echipate cu selectoare acționate manual, iar pentru lungimi mai mari, acționarea se face cu solenoizi, fiecare solenoid acționînd cu comutator care comandă zece rețele de cablu artificial. Arborele rotorului comutatorului are cîte un motor de solenoid la fiecare capăt, pentru rotirea în ambele sensuri, care consumă circa 1 A la 100 V c.c., iar stabilirea și întreruperea curentului se face de un redresor cu siliciu, servind ca întrerupător.

Comandarea poziției comutatorului se face de un circuit în punte Wheatstone cu autoechilibrare, raportul rezistențelor conectate între piloturile comutatorului acționat de solenoid fiind determinat de poziția contactelor rotorului. Celelalte două brațe cuprind rezistențe similare ale comutatorului de comandă, acționat manual, care posedă un disc gradat în unități de poziție. Polaritatea dezechilibrului punții este sesizată de două tranzistoare cu polarități opuse, dintre care unul aplică o negativare directă redresorului asociat cu motorul solenoidului respectiv, restabilind astfel echilibrul punții.

HUNTER, N. C.: **Dispozitiv de memorizare intermediară tip DPS1 pentru telegrafie,** A.T.E. J., 20 (1964), nr. 3, iulie, pag. 94—101, 8 ref. bibl.

În sistemele de telegrafie este deseori necesară memorizarea informației înaintea retransmisiei, în special în cazurile cînd viteza sau regularitatea transmisiunii variază de-a lungul căii. Acesta este cazul la unii abonați telex în circuitele care sînt supuse unor întreruperi temporare, sau în cazul colectării de mesaje la o viteză relativ redusă, de la un număr de surse, cu retransmitere ulterioară, într-o singură direcție, a întregii informații, cu viteză mărită. Se demonstrează că un memorizator de 4 000 semne este suficient în majoritatea cazurilor. Memorizatoarele pe tambur magnetic permit în general realizarea de capacități mult mai mari. Memorizatorul descris are o capacitate de șase canale cu cîte 4 600 caractere, conținînd și o serie de piste pentru reglare și supraveghere. După o prezentare în detaliu a schemei-bloc pentru un canal, se indică modul de introducere și extragere a datelor. Construcția memorizatorului este explicată pe bază de fotografii ilustrînd echipamentul, tamburul magnetic, cu așezarea capetelor și panoul de comandă și semnalizare, asupra căruia se dau detalii de funcționare.

MOLNÁR, PÁL.: **Subcentrală telefonică cu bare încrucișate cu 400 linii, de fabricație BHG. Noțiuni de bază pentru proiectare,** Hiradástechnika, 15 (1964), nr. 9, septembrie pag. 257—259, 2 fig.

Subcentralele telefonice de tip cu bare încrucișate cu o capacitate de 400 linii ridică probleme specifice de calcul și proiectare. Se descriu bazele unei metode de proiectare elaborate în cadrul întreprinderii de aparataj de telecomunicații "Beloiannis" (BHG) din R.P.U. pe baza cercetărilor efectuate pe modele, precum și pe baza datelor bibliografice și experimentale. Principiile de bază se descriu pornind de la o configurație în două etaje, cu elemente de cuplaj, comandate central. Se analizează probleme de repartiție a traficului, în care se consideră o distribuție de tip Bernoulli; problema pierderilor ce apar în cazul selecției pe mai multe grupuri, definindu-se pierderea ca numărul procentual de apeluri care trebuie să aștepte legătura un timp mai mare decît un timp dinainte hotărît. Se prezintă o metodă practică de determinare a pierderilor prin măsurare pe un model care conține un selector rotativ, funcționînd în mod analog cu o ruletă.

LEYFOLD, DIETER: **Direcții de dezvoltare în construcția stațiilor mari de radiorecepție pe unde scurte,** Siemens Z., 38, (1964) nr. 9, septembrie, pag. 708—716, 8 fig., 7 ref. bibl.

Se trec în revistă condițiile impuse prin normele internaționale receptoarelor de US din stații mari. Se descrie principiul de funcționare al instalațiilor de recepție telegrafică „diversity", în care se folosesc două sau trei receptoare racordate la antene plasate în diverse puncte în spațiu, semnalele recepționate fiind recompuse după detecție prin însumarea sinfazică a tensiunilor de ieșire din discriminatoare. Acest sistem are avantajul că elimină atenuarea selectivă care apare în banda de recepție datorită faptului că semnalul ajunge în antena de recepție prin mai multe căi. Se prezintă schema-bloc a unui echipament de recepție cu bandă laterală unică, fotografia construcției unui etaj de IF racordabil, caracteristica de frecvență și schema unui filtru în scară cu o atenuare de 84 dB în afara benzii de trecere. Se descrie, pe baza schemei-bloc, funcționarea unei instalații de recepție "Diversity".

PARMEGGIANI, CARLO: **Antene cu mai mulți dipoli, cu legi speciale de distribuție a curenților de alimentare,** Elettronica, 13 (1964) nr. 1 și 2, trim. I și II, pag. 2—19, 28 fig.

În articol se examinează avantajele care pot fi obținute acordîndu-se dipolii antenei pe anumite valori de curent, ale căror amplitudini să satisfacă anumite legi determinate de distribuție care poate fi de trei feluri: uniformă, în care toate amplitudinile curenților sînt egale; binominală, în care amplitudinile sînt proporționale cu coeficienții termenilor seriei binominale sau cu coeficienții dezvoltării; Dolph-Cebîșev, distribuție intermediară, numită astfel după cunoscutele polinoame ale lui Cebîșev. Se examinează în special cazul distribuției Dolph-Cebîșev și se descriu două aplicații practice ale acestui caz: *a*) o perdea de antene pentru unde scurte în care curenții dipolilor care aparțin acelorași coloane sînt egali, în timp ce acei ai dipolilor, aparținînd aceluiași șir, sînt diferiți; *b*) o antenă pentru frecvență ultraînaltă, constituită dintr-un număr dat de panouri, pentru care se examinează rezultatele care se pot obține atribuindu-se panourilor puteri diferite.

SMANS, A.: **Baze de timp automate,** Télévision, (1964), nr. 146., septembrie, pag. 197—200, 10 fig.

Sincronizarea directă a bazei de timp pentru linii cu semnalele recepționate prezintă unele inconveniente serioase. În cazul modulației negative, zgomotul de fond poate declanșa baza de timp în momente nepotrivite; în cazul modulației pozitive, un efect asemănător, îl au impulsurile parazite atmosferice sau industriale. Au fost realizate sisteme care interzic intrarea pe calea de sincronizare orizontală a impulsurilor existente în intervalul dintre două impulsuri de sincro-

nizare. Pentru aceasta este folosit un etaj detector de coincidenţă, căruia i se aplică impulsurile de sincronizare recepţionate şi impulsurile de la transformatorul de ieşire linii. Numai în cazul coincidenţei în timp a acestor două impulsuri, etajul lasă să treacă impulsurile recepţionate spre generatorul de explorare sau spre comparatorul de fază al acestuia. Sînt posibile mai multe montaje de coincidenţă, din care sînt descrise trei tipuri diferite, folosite în receptoarele comerciale. Primul montaj se bazează pe o schemă cu triodă, avînd anode şi catode la masă. Pe grilă sînt aplicate sincroimpulsurile recepţionate, iar pe anodă, impulsurile de la transformatorul de ieşire linii. Trioda se deblochează numai în timpul cînd există impuls şi pe grilă şi pe anod. Celelalte montaje folosesc blocarea cu diodă. În toate cazurile descrise sincronizarea se face indirect, prin comanda cu o tensiune continuă a generatorului de explorare.

CHAILE, A. : **O combină stereofonică MA/MF de înaltă clasă echipată cu tranzistoare,** Toute Électron. 31, (1964), nr. 288, septembrie, pag. 307--311, 9 fig.

Receptorul este destinat recepţionării programelor cu modulaţie de amplitudine (MA) şi cu modulaţie de frecvenţă (MF) simple sau stereofonice şi foloseşte 43 tranzistoare şi 22 diode. Folosirea unui număr mare de circuite a permis obţinerea de performanţe remarcabile, cum ar fi : sensibilitatea pentru MF de circa 3 μV, iar pentru MA, 80 μV, ambele pentru un raport semnal/zgomot de 25 dB, distorsiuni neliniare de 0,2 % şi de intermodulaţie de 0,9 %, la o putere de ieşire de 35 W, în banda de la 20 Hz la 15 000 Hz cu atenuare de ±1 dB. Schema aparatului conţine circuite în majoritate obişnuite. Canalul de modulaţie de frecvenţă are un amplificator de înaltă frecvenţă, un schimbător de frecvenţă şi oscilatorul local prevăzut cu RAF deconectabil. Controlul frecvenţei este asigurat de o diodă cu capacitate variabilă. Pe canalul de MA se face o amplificare de înaltă frecvenţă şi apoi schimbarea de frecvenţă pe un tranzistor care lucrează şi ca oscilator local. Amplificarea frecvenţelor intermediare de 10,7 MHz şi 455 kHz ale celor două canale se face în etaje clasice cu emitor comun. Transformatoarele de frecvenţă intermediară ale celor două canale sînt în serie. Urmează etajele de detecţie separate şi circuitele de decodificare ale programelor stereofonice bazate pe o subpurtătoare plasată la 10 kHz faţă de purtătoare. Partea de joasă frecvenţă conţine două canale identice putînd lucra stereofonic sau nu. Sînt prevăzute corecţii de ton şi intrări pentru magnetofon, P. O. magnetic şi o intrare suplimentară cu sensibilităţi de 2,7 mV, respectiv 3,7 mV şi 260 mV.

LOREK, W. : **Dioda varactor, modul de funcţionare şi utilizarea ei în tehnica microundelor,** Nachrichtentechnische Zeitschrift, 17 (1964), nr. 8, august, pag. 425—426, 24 fig., 2 tabl., 17 ref. bibl.

Dioda varactor este un semiconductor cu caracteristica curent-tensiune în unghi aproape drept şi cu capacitate variabilă. Aceste proprietăţi o fac utilizabilă oriunde este necesară modularea unei frecvenţe, multiplicarea sau heterodinarea unei frecvenţe, comutarea frecvenţelor foarte înalte, precum şi în domeniile în care are aplicaţii principiul amplificării parametrice. În mod curent se produc varactoare cu frecvenţa limită pînă la 300 GHz. Pentru o bună folosire în tehnică, varactorul trebuie să fie construit astfel ca la frecvenţele de lucru să aibă pierderi mici. În acest scop s-a aplicat capsularea ceramică, miniaturizarea şi construcţia planară. O altă caracteristică importantă este puterea sa normală, adică suma puterilor în c.c. şi c.a. care o pot străbate. Aceasta este delimitată de tensiunea de străpungere din ramura negativă a caracteristicii obişnuită a diodelor semiconductoare normale ; de la această tensiune, curentul creşte brusc. În comparaţie cu diodele obişnuite se pot construi varactoare cu Q ridicat şi o putere transformată de 1 000 de ori mai mare.

Varactoarele de clasă superioară cu frecvenţa limită de peste 10 GHz, se pot clasifica după materialul constitutiv şi tipul de fabricaţie. În prezent se fabrică varactoare din semiconductoare de aliaj, varactoare de difuzie (de siliciu, germaniu) şi varactoare epitaxiale (de siliciu, germaniu).

Schema echivalentă a varactorului în c.a. cuprinde pe lîngă o rezistenţă şi capacitate montate în serie şi pierderile în conexiuni şi în capsulă. Dar cum $L_{con}$ şi $C_{cap}$ sînt de obicei neglijabile, se poate lucra suficient de bine cu schema simplificată.

Se pare că utilizarea diodei varactor ar putea duce în cîţiva ani la o transformare, în unele sectoare ale tehnicii telecomunicaţiilor, similară cu revoluţia pe care a produs-o la timpul său tranzistorul.

Posibilităţile de utilizare multiplă a diodei varactor se datoresc mai multor cauze. În primul rînd tehnica planară a permis un avans metodelor radiotehnicii în domeniul microundelor, iar în al doilea rînd, caracteristica C = f (u), cu porţiunea sa liniară şi curbă, a oferit două domenii fundamentale de utilizare. Domeniul liniar se utilizează ori de cîte ori este necesară o liniaritate a răspunsului intrare-ieşire şi cînd C = f (u) poate fi folosită pentru influenţarea unui cîmp de radiofrecvenţă sau ceva analog. Caracteristica curbă corespunde cazurilor cînd este necesară producerea de distorsiuni neliniare, ca de exemplu, la multiplicarea de frecvenţă. A treia posibilitate fundamentală de utilizare a diodei varactor rezultă din variaţia puternică a conductivităţii diodei în domeniul u > o. Pentru diferite comutări în domeniul microundelor, dioda varactor ar putea să-şi găsească un cîmp de aplicaţie tot mai larg. Ca urmare a construcţiei planare a elementului semiconductor, puterea normală a diodei varactor poate avea — la un factor de calitate ridicat —, valori importante. Există diode varactor care dau 1 W la o frecvenţă limită de 300 GHz. Rezultă că diodele varactor au numeroase domenii de utilizare şi anume : amplificatoare parametrice, schimbătoare de frecvenţă, multiplicatoare de frecvenţă, divizoare de frecvenţă, comutatoare, divizoare, modulatoare (de fază, impulsuri, amplitudine etc.).

În continuare, autorul tratează problema utilizării diodei varactor în domeniul microundelor, analizînd-o ca : modulator de fază, atenuator pentru microunde şi filtre direcţionale în ghiduri precum şi ca schimbător de frecvenţă.

Din cercetările şi experienţele de pînă acum cu varactoare, se poate deduce că acestea reprezintă un nou element constructiv multilateral pentru care se întrevăd în viitor domenii largi de utilizare în microunde. Tendinţa constructorilor de varactoare se îndreaptă către puteri mai mari şi frecvenţe limită mai ridicate şi nu cunoaşte vreo limitare tehnologică sau fizică. Se bănuieşte că această limitare se va produce la aproximativ $f_{lim} \approx 1\,000$ GHz. Puterea maximă care va fi atinsă la 1 000 GHz este greu de estimat.

HOUZÉ, R. : **Selector de televiziune, echipat cu tranzistoare pentru frecvenţe ultraînalte,** Radio et TV (1964), nr. 431, septembrie, pag. 315—317, 7 fig., 1 tabl.

Prin îmbunătăţirea tehnologiei de fabricaţie şi utilizarea raţională a siliciului s-au realizat recent tranzistoare utilizabile la frecvenţe înalte şi ultraînalte. Înlocuirea tuburilor din selectoarele de televiziune cu tranzistoare de UIF a permis reducerea zgomotului, a cărui prezenţă se manifestă prin puncte albe şi negre dispersate pe ecran şi printr-un suflu caracteristic în difuzor.

Selectorul de UIF descris conţine două tranzistoare : primul realizează amplificarea şi este comandat pe emitor ; al doilea funcţionează ca oscilator şi etaj de amestec, furnizînd semnalul necesar la bornele primare ale unui transformator de frecvenţă intermediară. Se analizează circuite sistemul de alimentare cu diode Zener, diagrama derivei termice şi performanţele selectorului.

BENJAMINSON, A. : **Oscilator de microunde controlat, cu fază fixă pentru îmbunătăţirea stabilităţii şi a modulaţiei de frecvenţă,** Elektronik, 13, (1964), nr. 9, septembrie, pag. 267—271, 5 fig., 1 ref. bibl.

În diverse aplicaţii s-a ivit necesitatea de a se dispune de o frecvenţă ultraînaltă sau în domeniul microundelor, foarte stabilă în timp. În afară de metodele clasice utilizate în acest scop pînă acum (multiplicarea frecvenţei şi reglarea automată a frecvenţei), se propune folosirea sistemului automat de corecţie a fazei. Se descriu diverse variante folosite în metoda de reglare automată a frecvenţei (reglare automată utilizînd o cavitate rezonantă cu discriminator şi reglare automată folosind, ca element comparator, un oscilator stabilizat cu cuarţ), după care se analizează schema-bloc utilizată în reglarea automată pentru corecţia fazei. Reglarea se face în acest caz, proporţional cu diferenţa de fază, tensiunea de ieşire a comparatorului comandînd o sursă de tensiune stabilizată, care alimentează reflectoarele unui tub clistron. Variaţia tensiunii

reflectoarelor compensează astfel variaţiile de frecvenţă determinate de variaţiile tensiunilor de alimentare, de variaţiile dimensiunilor cavităţilor rezonante, de reflexiile produse de sarcină etc. Se prezintă o variantă care nu necesită pentru comandă un amplificator de curent continuu, evitîndu-se astfel toate dezavantajele introduse prin folosirea acestuia. Se descrie sumar modul de reglare automată cu corecţie a fazei folosit în oscilatoarele modulate în frecvenţă şi se analizează sistemele de protecţie, în cazul cînd oscilatorul iese complet din banda de reglare.

LANGENBERGER, A.: **Telecomunicaţiile în anul 1963 şi perspective,** Bulletin Technique PTT, 42 (1964), nr. 8, august, pag. 330—333.

Telefonul continuă să progreseze. Ritmul său de creştere se amplifică astfel încît putem să facem acum o planificare pornind de la densitatea de un telefon la doi locuitori. Această densitate care va fi atinsă în anul 1980, nu este decît intermediară, deoarece nimic nu arată că va corespunde unei stări de saturaţie.

La sfîrşitul lunii martie 1964, efectivul de linii telefonice de abonat s-a ridicat la 1 329 356, iar numărul de posturi în funcţiune la 2 033 851.

Comparaţiile asupra traficului telefonic care a avut loc, sînt foarte sugestive. Să considerăm rezultatele obţinute în 1963 :

— traficul local, exprimat în comunicaţii de 10 centime, este cel mai voluminos, deoarece au fost totalizate 745 milioane convorbiri ;

— traficul interurban intern, exprimat în unităţi de 3 minute, s-a ridicat la 748 milioane şi a produs încasări, în cifre rotunjite, de 277 milioane franci.

Traficul local a crescut cu 5,6 % într-un an. Dar dacă traficul interurban, în unităţi de 3 minute, a crescut cu 11,1 % în acelaşi interval de timp, încasările sale au scăzut cu 1,5 % faţă de anul 1962. Acest rezultat era aşteptat, deoarece s-a scăzut temporar tariful pentru comunicaţiile interurbane, pînă la introducerea taxării prin impulsuri periodice.

Tariful redus de noapte, care a fost extins şi pentru ziua întreagă de duminică, nu a avut repercursiuni financiare importante.

S-a înregistrat o creştere modestă a traficului de duminică. Probabil că aceasta se datoreşte faptului că reducerea duminicală menţionată nu este suficient de bine cunoscută marelui public.

În ceea ce priveşte traficul telefonic internaţional, chiar dacă el este modest ca volum, totuşi, încasările s-au ridicat în ultimul an la peste 57 milioane franci. Ele reprezintă 14 % din totalul încasărilor de trafic. Dar aceste 14 % nu provin decît de la 7 % din abonaţi

Cu alte cuvinte 93 % din abonaţi nu telefonează niciodată în străinătate.

Acest lucru arată că introducerea serviciului automat integral în serviciul internaţional nu răspunde unei necesităţi absolute şi că nu are niciun fel de urgenţă, pentru că mai mult de 1 milion de abonaţi nu-l vor utiliza. Pentru ce să se facă investiţii în instalaţii care vor fi rău utilizate? Aceasta, deoarece nu trebuie să uităm că Elveţia este complet automatizată şi adaptarea centralelor existente la automatizarea internaţională va costa foarte scump. Este evident că noile centrale urbane vor fi echipate pentru a permite abonaţilor importanţi să poată telefona în mod automat în cîteva oraşe din străinătate. De fapt va fi imposibil în starea actuală de lucruri să se telefoneze automat în întreaga Germanie Federală, Franţa şi Belgia. O bună parte din acest trafic trebuie să se stabilească încă pe cale manuală. Dacă, în sens invers, abonatul de la Bruxelles sau de la Londra poate să cheme automat orice abonat din Elveţia, acest lucru este posibil fiindcă Elveţia este în întregime automatizată. Automatizarea relaţiilor de frontieră se dezvoltă normal, deoarece problemele tehnice pe care aceasta le implică, nu sînt complicate.

În ceea ce priveşte numărul de cereri de abonament la sfîrşitul lui decembrie 1963, acesta se ridica la 37 092 adică o creştere de 10 590 faţă de sfîrşitul lui decembrie 1962.

Numărul de abonaţi a crescut cu 78 205 în timpul celor 12 luni ale anului 1963, iar cel al posturilor cu 122 732. Pe de altă parte liniile disponibile în centralele existente sau noi, au crescut cu 149 982 şi s-au instalat 2 664 km cabluri locale, cu un total de 635 324 km perechi.

Deci activitatea serviciilor de telecomunicaţii nu a fost relaxată, ci din contra ! Sînt numeroase centralele şi cablurile în curs de proiectare şi în construcţie.

Situaţia în celelalte feluri de telecomunicaţii este următoarea :

În 1963 a fost pusă în funcţiune o nouă centrală telex, la Lucerna. Această centrală şi extensiile importante realizate în centralele existente au permis să se mărească capacitatea cu 1 000 linii telex.

În grupurile de reţele Lausanne, Neuchatel şi Lucerna, a fost făcută o campanie de propagandă. Rezultatele înregistrate au fost satisfăcătoare. Ele au arătat încă odată că telex-ul şi avantajele sale sînt puţin cunoscute şi mai ales greu de acceptat. Mulţi dintre cei interesaţi consideră că scrisoarea poştală şi telefonul le dau tot ce ei au nevoie. Nu s-a înţeles încă complet avantajele şi confortul oferite de către telex. Trebuie să se persevereze în propagandă pentru ca telex-ul să fie mai bine cunoscut. Trebuie să se atingă un număr determinat de abonaţi, pentru a vedea cum telex-ul demarează cu mare viteză şi ocupă locul care-i revine în mijloacele de telecomunicaţii.

În radiodifuziune, avansul este mai lent, dar continuă cu 2,57 % faţă de anul 1962. La sfîrşitul anului 1963 se numărau :

— 1 155 991 auditori de radiodifuziune

— 392 315 auditori de teledifuziune (creştere de 4,19 %).

Televiziunea îşi continuă ascensiunea vertiginoasă. La 31 decembrie 1963 numărul de autorizaţii de telespectatori se ridica la 366 129, în creştere cu 25,2 % faţă de 1962.

BOUYEURE, B.: **Prevenirea accidentelor provocate de curentul continuu,** Le journal de l'équipement électrique et électronique, (1964), nr. 232, pag. 89—91.

Autorul prezentului articol consideră de la bun început să atragă atenţia asupra faptului că în ce priveşte curentul continuu, prevenirea accidentelor este mult mai complicată decît pare în primul moment.

Cînd curentul continuu are valoare constantă, este lipsit de paraziţi şi susceptibil să varieze lent, pericolele prezentate sînt relativ reduse, ceea ce a contribuit la impresia că instalaţiile de curent continuu sînt mai puţin periculoase decît cele de curent alternativ. Totuşi, există multe cazuri care fac aceşti curenţi periculoşi, de exemplu : paraziţii de generare, paraziţii de utilizare, concentraţia lichidelor conductoare, variaţia sensibilităţii acestor curenţi, variaţia riscului de senzaţie în funcţie de atenţie, toate constituind factori în general destul de greu de definit.

O reţea de curent continuu de securitate este caracterizată prin absenţa paraziţilor de generare, a paraziţilor de utilizare şi de asemenea prin absenţa inductanţelor proprii cauzate de inductoarele motoarelor sau de electromagneţi. Ruperea acestor inductanţe proprii poate în realitate să creeze supratensiuni deosebit de importante.

În afară de necesitatea de a ne asigura că nici paraziţii, nici supratensiunile nu riscă să aibă consecinţe grave, trebuie încă să veghem asupra altor inconveniente cînd se produce o scurgere, aceasta are drept rezultat provocarea de coroziuni electrolitice extrem de importante care se agravează repede. Prezintă o şi mai mare dificultate cazul defectelor de curent continuu decît al celor de curent alternativ în ce priveşte coroziunile aparatelor care au scurgeri de curent.

De asemeni scurtcircuitele la puteri egale sînt mult mai predispuse la incendii decît în cazul curentului alternativ.

Ca ultim inconvenient, aparatele nu se pretează la transformări de curent ca aparatele de c.a. şi dispozitivele la detectare nu pot să aibă aceeaşi suplеţe care se întîlneşte în c.a.

Datorită acestor pericole de accidentare, noile prescripţii franceze impun anumite reguli de urmat.

Este necesar să se construiască în jurul aparatelor o dublă izolaţie la părţile aparatului care interesează.

Aparatele fixe (motoare) trebuie să fie montate pe suporturi izolante şi să fie înconjurate cu o carcasă izolantă care să împiedice orice contact cu o piesă a motorului, dar care să permită totuşi ventilaţia.

În continuare, articolul analizează cazul maselor neizolate faţă de pămînt cu referire la orice alimentare de reţele de căi ferate, la reţele pentru unele macarale şi pentru unele aparate de ridicat.

# Cronică

În Bucureşti, în pavilionul din Parcul Herăstrău, s-a inaugurat de curînd Expoziţia industrială a Austriei.

La festivitate au luat parte Mihai Dalea, preşedintele Consiliului Superior al Agriculturii, Mihail Petri, ministrul comerţului exterior, Mihai Suder, ministrul economiei forestiere, Pompiliu Macovei, adjunct al ministrului afacerilor externe, Victor Ionescu, preşedintele Camerei de Comerţ a R.P. Române, şi alte persoane oficiale.

Au fost de faţă ing. dr. Karl Schleinzer, ministrul agriculturii şi silviculturii al Austriei şi persoanele oficiale care îl însoţesc pe oaspete în vizita sa în ţara noastră, precum şi dr. Johann Manz, ambasadorul Austriei la Bucureşti, şefi de misiuni diplomatice acreditaţi în R.P. Română şi alţi membri ai corpului diplomatic.

Cei prezenţi au fost salutaţi de ing. Paul Förster, vicepreşedintele Camerei federale pentru comerţ şi industrie a Austriei, care în cuvîntul rostit a relevat că relaţiile economice româno-austriece se sprijină pe baza sănătoasă a progresului economiilor ambelor ţări. Mulţumind pentru sprijinul acordat de oficialităţile române la organizarea expoziţiei, oaspetele şi-a exprimat speranţa că această expoziţie, pe care a caracterizat-o ca pe o manifestare a colaborării prieteneşti dintre cele două ţări, va aduce o contribuţie deosebită la lărgirea relaţiilor economice româno-austriece.

A luat apoi cuvîntul ministrul agriculturii şi silviculturii al Austriei. Expoziţia — a spus el — este una din cele mai mari manifestări de acest gen pe care Austria a organizat-o în ultimii ani într-o ţară socialistă. Ea este o dovadă concludentă a progresului din ce în ce mai mare al relaţiilor economice dintre cele două ţări. Această dezvoltare îmbucurătoare se datorează şi colaborării prieteneşti, fapt care îşi găseşte expresia în numeroase contacte personale şi în vizite reciproce de delegaţii guvernamentale austriece şi române. Schimbul de mărfuri reprezintă astăzi, fără îndoială, unul din factorii principali pe care se bazează relaţiile dintre două popoare, în cazul nostru adăugîndu-se şi legăturile tradiţionale. În afară de valoarea lor comercială, relaţiile economice mai au şi o altă funcţiune importantă ; ele duc în mod firesc la adîncirea contactelor dintre oameni şi, prin aceasta, la un schimb de idei şi de experienţă, preţios pentru ambele părţi.

În încheiere, oaspetele a spus că bilanţul îmbucurător pe care îl putem face astăzi urmează să fie pentru Austria un nou stimulent în continuarea acestui drum, care s-a dovedit atît de rodnic. Multe alte domenii oferă posibilităţi de extindere a acestor legături, desigur în interesul celor două popoare ale noastre. De exemplu, la posibilităţile care există în privinţa colaborării tehnice, a circulaţiei pe Dunăre, a schimbului economic, cultural şi sportiv, a turismului şi bineînţeles, a schimbului de mărfuri între ţările noastre. Exponatele, care sînt o oglindă a hărniciei şi priceperii tehnice a muncitorilor şi inginerilor austrieci, vor crea o imagine interesantă pentru dv., se vor bucura de un succes deosebit, a spus în încheiere vorbitorul.

A răspuns apoi ministrul economiei forestiere a R.P. Române, care a spus printre altele că împărtăşeşte alături de oaspeţii austrieci satisfacţia prilejuită de reîntîlnirea cu industria austriacă în cadrul celei de-a treia expoziţii de acest gen pe care Austria o organizează la Bucureşti. El a apreciat această manifestare ca o expresie a bunelor şi tradiţionalelor relaţii economice dintre ţările noastre, ca o acţiune importantă pentru mai buna cunoaştere a posibilităţilor economiei austriece. Expoziţiile industriale austriece, organizate în ultimii ani în ţara noastră, ca şi frecventele participări ale întreprinderilor româneşti de comerţ exterior la o serie de tîrguri internaţionale care au loc anual în Austria fac parte din măsurile şi iniţiativele guvernelor ambelor ţări îndreptate spre continua dezvoltare a relaţiilor şi colaborării dintre România şi Austria.

Faptul că în anul 1964 volumul schimburilor noastre comerciale cu Austria a depăşit de peste patru ori nivelul anului 1959, ca şi dinamica progresivă a acestor schimburi îndreptăţesc afirmarea că, urmînd calea unei cît mai bune cunoaşteri şi valorificări a posibilităţilor reciproce ale industriei, s-au obţinut încă de pe acum rezultate remarcabile. Pe această cale, rezultatele vor fi, fără îndoială, de la un an la altul, tot mai numeroase.

Subliniind dezvoltarea multilaterală şi echilibrată a economiei româneşti, vorbitorul a relevat că realizările obţinute de industria românească aduc o contribuţie deosebită la dezvoltarea şi diversificarea colaborării economice cu Austria. Sîntem siguri — a subliniat în încheiere vorbitorul — că această expoziţie va prilejui o cunoaştere îndeaproape a produselor austriece, precum şi contacte folositoare, contribuind astfel la promovarea mai departe a relaţiilor economice dintre România şi Austria.

Asistenţa a vizitat apoi expoziţia unde 142 de firme austriece au prezentat produse din diferite ramuri industriale.

În domeniul industriei electrotehnice şi electronice au prezentat exponate un număr de 22 firme.

Firma *Austria-Kabelexport* a expus diverse cabluri, conductoare, cabluri pentru linii aeriene, sîrme de bobinaj, sîrme lăcuite etc. De asemenea tot produse aparţinînd industriei de cabluri au prezentat şi firmele : *Breintenfeld G.m.b.H., Felten § Guilleaume, Gebauer § Griller, Huber § Drott, Kabel- und Drahtwerke AG, Joh. Pengg* şi *Wiener Kabel- und Metallwerke AG.* Societatea pe acţiuni pentru industria electrică reprezentată prin *Elin-Union* a prezentat instalaţii complete pentru producerea, transportul şi utilizarea energiei electrice.

Fabrica pentru aparate de măsură electrice *Norma* a expus o gamă variată de aparate electrice de măsură şi de înregistrat.

Instrumente de măsură, aparate de precizie, aparate de mare sensibilitate pentru laboratoare şi diferite tipuri de instrumente de măsură universale au fost prezentate de firma *C.P. Goerz.* O gamă variată de izolanţi atît pentru industria electrotehnică cît şi pentru alte ramuri industriale, a fost prezentată de *Isovolta.*

*Kretztechnik Dipl. - Ing. Paul Kretz* a expus generatoare cu ultrasunete pentru încercarea materialelor precum şi instrumente mediacle cu ultrasunete pentru diagnosticarea diferitelor boli.

Firma *Siemens § Halske G.m.b.H.* a prezentat instalaţii electroacustice, instalaţii pentru studiouri, cuptoare electrice pentru prelucrarea metalelor feroase şi neferoase, cazane încălzite prin inducţie pentru industria chimică, instalaţii galvanotehnice, aparate de măsură şi reglaj şi instalaţii pentru supravegherea proceselor tehnologice precum şi o gamă variată de instalaţii de telefonie şi elemente tipizate pentru tehnica telefoniei şi a telegrafiei.

De asemeni firma *Siemens-Schuckertwerke Gesellschaft m.b.H.* a expus instalaţii electrice pentru industrie, generatoare, transformatoare şi aparataj de comutare. Aparataj de comutare de joacă tensiune, relee, redresoare, plăci pentru redresoare şi materiale pentru apel luminos au fost prezentate de firma *E. Schrack.*

*Dr. techn. Josef Zelisko* a expus transformatoare de măsură şi diverse accesorii pentru telefonie.

În domeniul industriei producătoare de aparate de radio şi televiziune, s-a remarcat firma *Radiofabrik Ingelen — Porzellanfabrik Frauenthal, Figer § Co,* care a prezentat diferite tipuri de aparate de radio portabile cu tranzistoare, piese pentru aparate de radio şi televizoare, generatoare de ultrasunete şi alte elemente tipizate pentru industria electronică.

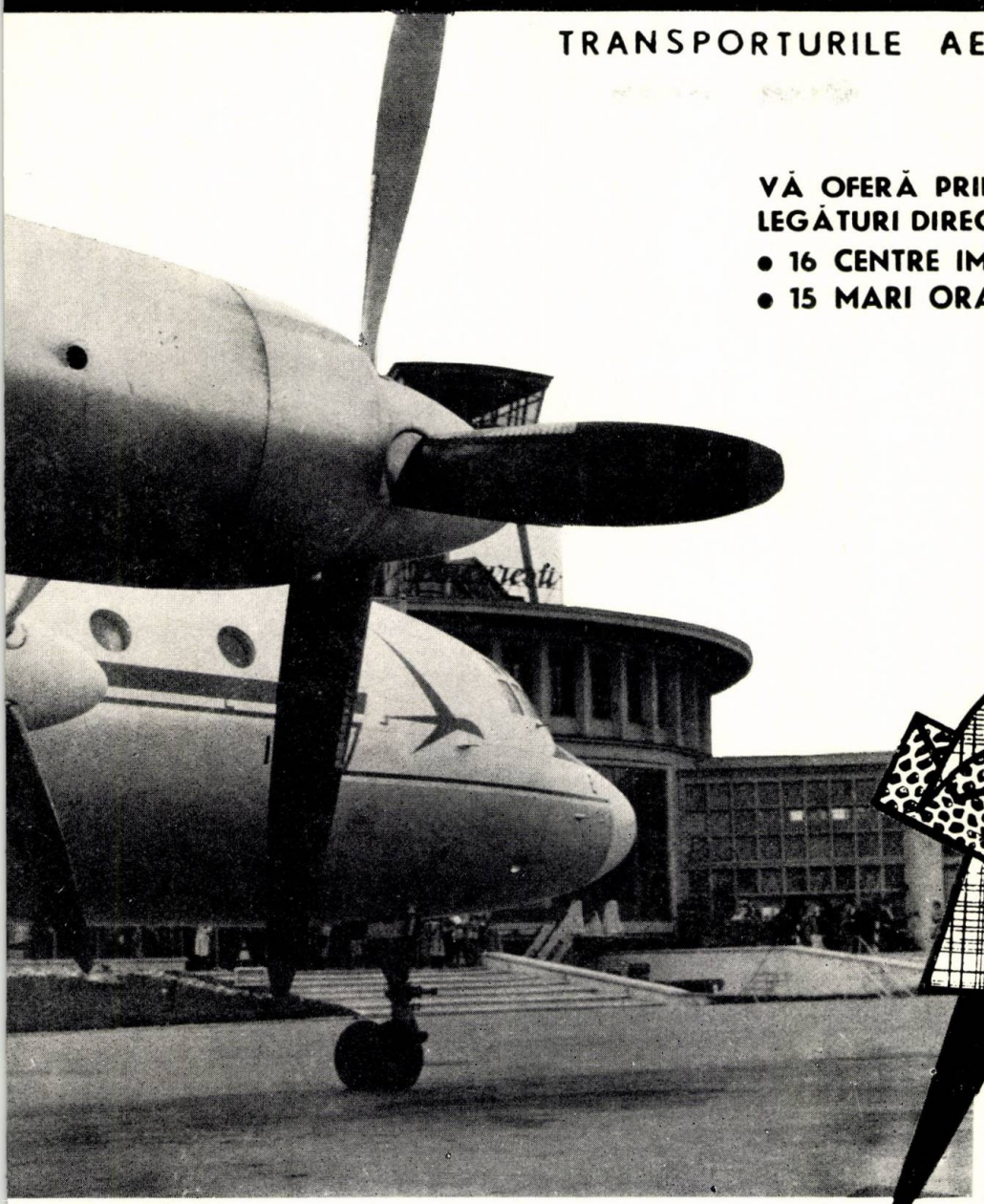
* * *

*Pe toată durata expoziţiei, delegaţii Camerei de Comerţ Federale Austriece au stat la dispoziţia inginerilor şi tehnicienilor precum şi a marelui public vizitator, pentru orice fel de informaţii, în birourile amenajate în incinta expoziţiei.*

*Expoziţia industrială austriacă a constituit încă o manifestare pe linia întăririi relaţiilor economice şi culturale stabilite între cele două ţări.*

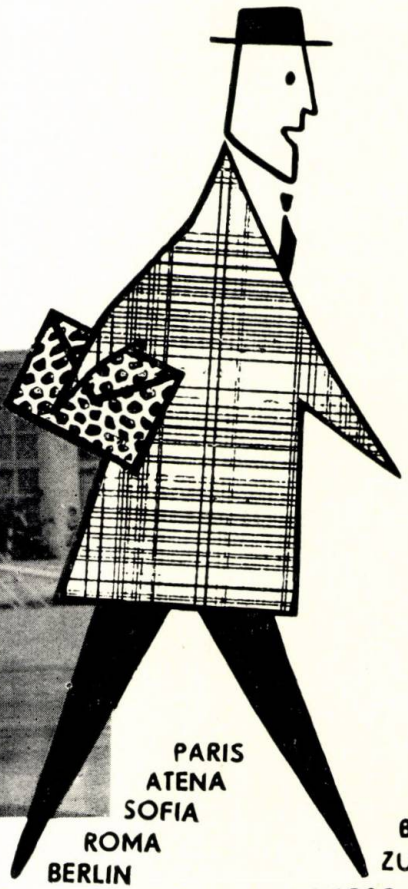
# tarom

TRANSPORTURILE AERIENE ROMÂNE



**VĂ OFERĂ PRIN SERVICIILE SALE LEGĂTURI DIRECTE ÎNTRE BUCUREŞTI ŞI**

- **16 CENTRE IMPORTANTE DIN ŢARĂ**
- **15 MARI ORAŞE EUROPENE**



AŞI
DEVA
BACAU
ORADEA
CRAIOVA
TG. MUREŞ
CONSTANŢA
CARANSEBEŞ
CLUJ
SIBIU
ARAD
TULCEA
SUCEAVA
BAIA MARE
SATU MARE
TIMIŞOARA

BUCUREŞTI

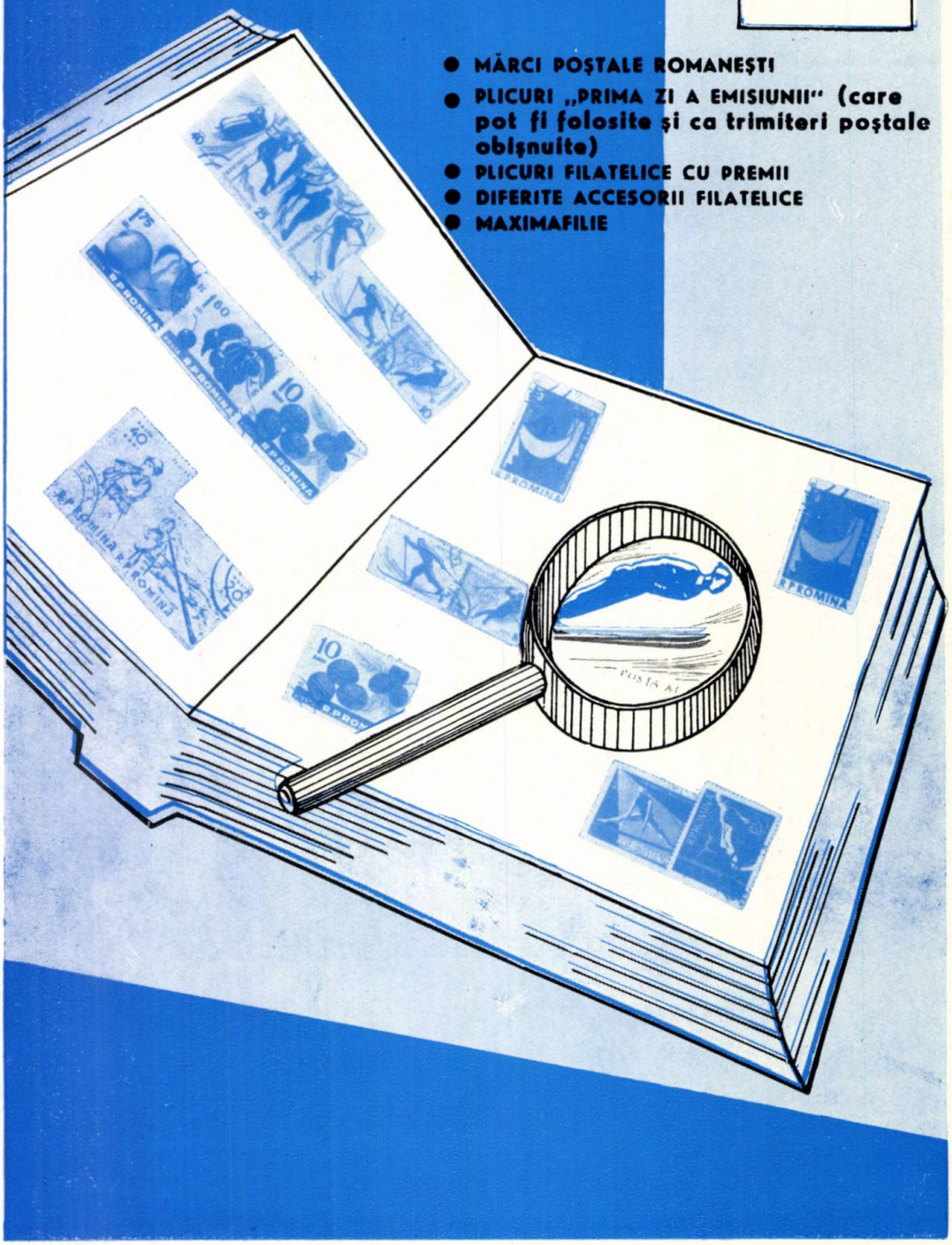
PARIS
ATENA
SOFIA
ROMA
BERLIN
BRUXELLES
BUDAPESTA
VIENA
PRAGA
BELGRAD
ZURICH
VARŞOVIA
MOSCOVA
FRANKFURT
COPENHAGA

**ORICE INFORMAŢII PRIVIND CĂLĂTORIA DV. CU AVIONUL LE PUTEŢI OBŢINE LA AGENŢIILE TAROM**

# FILATELIȘTI!

**Magazinele și ghișeele filatelice de la oficiile P.T.T.R. vă oferă un variat sortiment de:**

- MĂRCI POȘTALE ROMANEȘTI
- PLICURI „PRIMA ZI A EMISIUNII" (care pot fi folosite și ca trimiteri poștale obișnuite)
- PLICURI FILATELICE CU PREMII
- DIFERITE ACCESORII FILATELICE
- MAXIMAFILIE





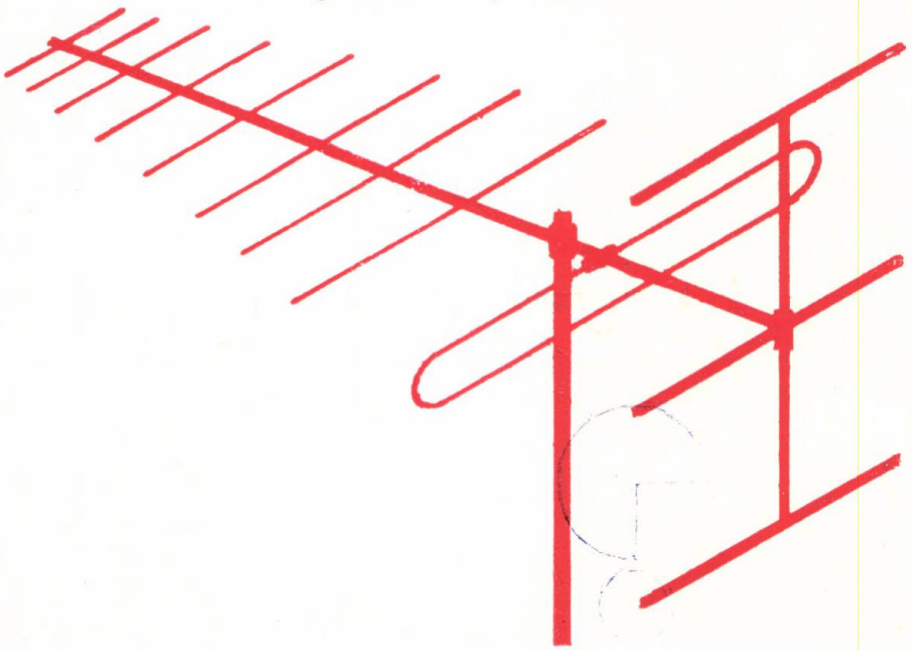
MŰSZAKI KÖNYVTÁR
DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT
1883

# TELECONSTRUCȚIA

**ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ ÎN TOATĂ ȚARA**

**MONTAJE DE:**

- Sisteme de curenți purtători
- Stații de radio, radioficare
- Radiorelee
- Instalații pentru protecția navigației aeriene
- Protecția liniilor Tc datorită influienței liniilor de energie electrică și a liniilor CF electrificate



- Trasse aeriene (telefon, telegraf, radioficare)
- Cabluri urbane și interurbane
- Racorduri telefonice
- Centrale telefonice manuale și automate
- Centrale telegrafice

*Adresați-vă:*

ÎNTREPRINDEREA

**TELECONSTRUCȚIA**

BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

44201

I. P. „Informația" — c. 1943

Lei 5

# doriți un răspuns la telegrama dv.?

## folosiți serviciul de

# «RĂSPUNS PLĂTIT»!

E1741



# telecomunicații

TELEFONIE • TELECOMUNICAȚII

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

8

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 8 ★ p. 289 — 336 ★ București ★ August 1965

Formînd
în București
17.19.10 — 11.18.90
în provincie-cerînd
centralei telefonice
„serviciul de tele-
fonarea telegrame-
lor"

# prin telefon

# POT FI TRANSMISE TELEGRAME DE LA DOMICILIUL DV

E 1741

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883


# telecomunicaţii

**ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.**

*Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B – Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 8 August 1965


## *CUPRINS*


*CONDREA, S.* : **Noi tipuri de filtre diferenţiale.**

Se prezintă un nou mod de realizare a impedanţelor din braţele filtrului diferenţial. Una din impedanţe se realizează sub forma impedanţei la intrare a unui filtru în scară complimentar. Metoda poate duce la scheme mai economice decît cele obişnuite.

Se aduce o contribuţie în domeniul îmbunătăţirii performanţelor filtrelor realizate cu sisteme diferenţiale. Metoda prezintă şi un interes ştiinţific, în legătură cu teoria filtrelor în punte.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 8, pag. 289–292

*BOBOC, P.* : **Sistemul de comutare telefonică automată „Crossbar-Pentaconta 1 000"** (partea I).

Se face o descriere a organelor de comutaţie ale sistemului de centrală telefonică automată tip Crossbar-Pentaconta. Lucrarea este oportună, avînd în vedere că acest nou tip de CTA a fost adoptat pentru reţeaua şi industria din ţara noastră.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 8, pag. 293–300

*ŞERBĂNESCU, D.* : **Reacţia negativă globală la emiţătoarele de imagine.**

Se prezintă reacţia negativă globală la emiţătoarele de de imagine şi avantajele ei pentru stabilizarea nivelului de stingere, micşorarea zgomotului de fond, menţinerea constantă a puterii de ieşire precum şi funcţionarea corectă a sistemului de limitare a supraalbului.

În ţara noastră au fost montate în ultimul timp emiţătoare moderne care folosesc reacţia negativă. Articolul va ajuta la perfecţionarea altor emiţătoare existente care nu au sisteme de reacţie negativă.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9, (1965), nr. 8, pag. 301–305

*ŢINTĂ, Fl.* : **Transmiterea frecvenţelor etalon prin radio.**

Se expun problemele actuale ale emisiunilor de frecvenţe etalon, subliinindu-se necesitatea unei reţele internaţionale neîntrerupte. Se discută avantajele folosirii emisiunilor staţiei Bod ca emisiuni de frecvenţe etalon şi se propun scheme de sinteză în acest scop.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9, (1965), nr. 8, pag. 306–314

*DĂNILĂ, Th.* : **Supercatodina.**

Folosind o metodă simplă de analiză, autorul deduce relaţiile de bază ale supercatodinei şi pe baza acestora face o comparaţie între repetorul catodic obişnuit şi supercatodină, scoţînd în evidenţă avantajele ultimei. În ultima parte se fac o serie de consideraţii de ordin practic dîndu-se şi scheme practice folosite în TV.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 8, pag. 315–319

*COJOCARU, I.* : **Introducerea telegrafiei în ţara noastră şi primele şcoli româneşti de telecomunicaţii.**

După un istoric al introducerii serviciului telegrafic în Principatele Române, se dau numeroase detalii despre înfiinţarea, organizarea şi primii doi ani de funcţionare a şcolii de operatori telegrafici din Muntenia, relevîndu-se eficacitatea ei.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 8, pag. 320–322

*SĂULESCU, Cr.* : **Receptorul de televiziune E-47 B.**

Se prezintă şi se comentează schema de principiu precum şi unele detalii de funcţionare ale noului aparat produs de uzinele Electronica.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 8, pag. 323–327

**COMITETUL DE REDACȚIE**

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, prof. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, Vicepreședinte al Comitetului de Radiodifuziune și Televiziune, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MĂRINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.

Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. — Redacția și Administrația : București. Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie", Telefon : 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament ; Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. — Prețul unui exemplar : lei 5.

Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informația" — București
c. 2423

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1885

## СОДЕРЖАНИЕ

621.372.541

Кондреа, С. *Новые модели дифференциальных фильтров.*

Представляется новый метод изготовления сопротивлений из плеч дифференциального моста. Одно из сопротивлений изготовляется в виде входного сопротивления касадного дополнительного фильтра.

Метод ведèт к экономичным схемам. Работа способствует улучшению показателей фильтров на дифференциальных системах. Метод представляет собой научный интерес, в связи с теорией мостовых фильтров.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 8, стр 289–292

---

621.395.344.6

Бобок, П. *Система автоматической телефонии „Кроссбар Пентаконта 1000"*

Описываются коммутационные органы автоматической телефонной системы типа Кроссбар Пентаконта Этот новый тип АТС был усвоен в сети и промышленности Румынии.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 8, стр 202–300

---

621.397.61 : 621.375.232

Шербэнеску, Д. *Общая отрицательная обратная связь на передатчиках изо;ражения*

Описываются общая отрицательная обратная связь на передатчиках изображения и свой преимущества для стабилизации уровня гашения, для уменьшения фона, для хранения устойчивой, выходной мощности и для хорошей работы схемы ограничения сигнала белого уробня. Статья способствует усовершенствованию передарчиков, неимеющих обратную связь.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 8, стр 301–305

---

621.396.91

Цинтэ Ф. — *Передача эталонных частот по радио*

Узлагаются актуальные вопросы передачи эталонных частот и подчеркивается необходимость непрерывной, международной сети. Обсуждаются преимущества использования передач радиостанции Бод, как передачи эталонных частот и предлагаются соответствующие схемы синтеза.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 8, стр 306–314

---

621.375.22

Дэнилэ Т. *Суперкатодина*

Автор использует простой метод анализа и выводит основные отношения суперкатодины. ;На этой основе сравниваются общий катодный усилитель и суперкатодина, подчеркивая преимущество супел катодина. В последней части даются практические примечания и проверка схемы.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 8, стр 315–319

---

621.394 (498) (091)

Кожокару, И. *Введение телеграфной службы в Румынии и первые румынские школы связи*

Даются история ведения телеграфной службы в румынских принципах и многочисленные данные по основанию, организации и первых двух годах действия школы телеграфистов в Мунтении.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 8, стр 320–322

---

621.397.62

Сэулеску, Кр. *Телевизор 3.37.B*

Представляются и комментируются принципиальная схема и функциональные детали нового приемника, выпущенного заводом — „Электроника".

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 8, стр 323–327

## INHALTSVERZEICHNIS

621.372.541

CONDREA, S. **Neue Arten von Differenzialfiltern.**

Eine neue Weise zur Realisierung der Armimpedanzen eines Differenzialfilters wird dargelegt. Als Impedanz eines Armes gilt die Eingangsimpedanz eines komplementären Filters. Die Methode führt zu wirtschaftlicheren Schaltbildern.

Es wird ein Beitrag zur Verbesserung der Leistungen der Differenzialfilter gebracht. Die Methode stellt auch eine wissenschaftliche Interesse dar, im Verbindung mit der Theorie der Brückenschaltung-Filter.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 8, S 289–292

---

621.395.344.6

BOBOC, P. **Das automatische Vermittlungssystem „Crossbar Pentaconta 1 000".**

Die Schaltglieder der automatischen telephonischen Vermittlungsanlage Type Crossbar-Pentaconta werden beschrieben. Diese neue ATZ-Type wurde von den rumänischen Verwaltung und Industrie angeeignet.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 8, S 293–300

---

621.397.61 : 621.375.232

ŞERBĂNESCU, D. **Die Gesamtgegenkopplung bei den Bildsendern.**

Die Gesamtgegenkopplung bei den Bildsendern wird erläutert und ihre Vorteile betreffs der Stabilisierung des Austastpegels, der Rauschverminderung, der Konstanthaltung der Ausgangsleistung und der richtigen Weissbegrenzung unterzeichnet.

Der Beitrag hilft zur Vervollkommnung vorhandener gegenkopplungsloser Sender.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 8, S 301–305

---

621.396.91

ŢINTĂ, FL. **Funkübertragung der Normalfrequenzen.**

Die heutigen Problemen der Normalfrequenzsendungen werden dargelegt und die Notwendigkeit eines kontinuierlichen internationalen Netzes wird hervorgehoben. Der Langwellensender von Bod ist für Normalfrequenzsendungen besonders günstig; darum werden Synthese-Schaltungen für seine Sendefrequenz vorgestellt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 8, S 306–314

---

621.375.22

DĂNILĂ, TH. **Die Superkathodyne.**

Mittels einer einfachen Analysismethode leitet der Verfasser die Grundbeziehungen der Superkathodynenschaltung her und unternimmt einen Vergleich zwischen der normalen Anodenbasisschaltung und der Superkathodyne, dessen Vorteile hervorgehoben werden. Schliesslich werden manche praktische Betrachtungen auseinandergesetzt und einige verwendete Schaltungen werden mitgeteilt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 8, S 315–319

---

621.394 (498) (091)

COJOCARU, I. **Die Einführung des Telegraphendienstes in Rumänien und die ersten rumänischen Schulen für Fernmeldearbeiter.**

Nach einem Werdegang der Einführung des Telegraphendienstes in die rumänischen Fürstentümer werden zahlreiche Einzelheiten betreffs der Gründung, der Organisierung und der ersten Betriebsjahre der Schule für Telegraphisten von Muntenia mitgeteilt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 8, S 320–322

---

621.397.62

SĂULESCU, CR. **Der Fernsehempfänger E-47 B.**

Das Prinzipschaltbild und einige Funktionierungseinzelheiten des neuen von dem „Electronica"-Werk hergestellten Gerätes werden dargelegt und erläutert

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 8, S 323–327

## CONTENTS


621.372.541

CONDREA, S. **New types of differential filters.**

A new mode of achievement of the arm impedance of a differential filter is presented. One of these impedances is constituted by the input impedance of a complementary filter. In this way more economic circuits are available.

A contribution is brought in the domain of improvement of the differential filtres performance. The presented method has a scientific interest also, with regard to the bridged filter theory.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 8, p. 289–292

621.395.344.6

BOBOC, P. **The automatic switching telephone system Crossbar Pentaconta 1000.**

A description of the switching organes in the automatic telephone exchange system of the type Crossbar Pentaconta is made. This new kind of ATX was adopted by the roumanian administration and industry.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 8, p. 293–300

621.397.61 : 621.375.232

ŞERBĂNESCU, D. **The total negative feedback at the vision transmitters.**

The total negative feedback at the vision transmitters is presented and its advantages for suppresion level stabilisation, noise reduction, output power stabilisation and correct white limitation are emphasized.

The paper enables the improvement of the existing transmitters not yet provided with negative feedback.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 8, p. 301–305

621.396.91

TINTA, FL. **Radio transmission of standard frecquencies.**

There are exposed actual problems of the standard frequency transmission and the necessity of a continuous international network is pointed out. The long-wave transmitter from Bod being advantageous for standard-frequency broadcast, frequency-synthesis outlines are proposed for its carrier.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 8, p. 306–314

621.375.22

DANILA, TH. **The supercathodyne.**

Using a simple analysis method, the author deduces the basic relations of the supercathodyne ; then a comparison is made between the cathode follower and the supercathodyne, emphasising the advantages of the later. The last part of the paper includes some practical considerations and drafts used in the television.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 8, p. 315–319

621.394 (498) (091)

COJOCARU, I. **The beginning of the telegraphy in Roumania and the first roumanian telecommunication schools.**

After a historical statement on the beginning of the telegraph service in the roumanian Principalities, numerous details concerning the foundation, the organization and the first years of functionment of the telegraphists-school from Bucharest are given.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 8, p. 320–322

621.397.62

SĂULESCU, CR. **The television receiver E-47 B.**

The principle diagram and some functionment details of the new device, produced by the "Electronica"-Works, are presented.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 8, p. 323–327


## SOMMAIRE


621.372.541

CONDREA, S. **Nouveaux types de filtres différentiaux.**

On expose un nouveau moyen de réaliser les impédances des branches d'un filtre différentiel, une de celles-ci étant l'impédance à l'entrée d'un filtre en cascade complémentaire. On aboutit ainsi à des schémas plus économiques que les schémas courants.

On contribue à l'amélioration des filtres à systèmes différentiaux. La méthode présente aussi un intérêt scientifique, par rapport à la théorie des filtres à cellules en pont de Wheatstone.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 8, page 289–292

621.395.344.6

BOBOC, P. **Le système de commutation téléphonique automatique „Crossbar Pentaconta 1 000".**

On fait une description des organes de commutation du central téléphonique automatique type Crossbar Pentaconta. Ce nouveau type de central téléphonique a été adopté pour la réseau roumain et sera assimilé par l'industrie.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 8, page 293–300

621.397.61 : 621.275.232

ŞERBĂNESCU, D. **La réaction négative d'enveloppe aux émetteurs image.**

Le fonctionnement de la réaction négative d'enveloppe aux émetteurs image est exposée ainsi que ses avantages concernant la stabilisation du niveau de suppression, la réduction du bruit de fond, la constance de la puissance de sortie et la correcte limitation du blanc.

L'article aide à l'introduction de la réaction négative aux émetteurs qui ne l'ont pas.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 8, page 301–305

621.396.91

ŢINTA, FL. **La transmision des fréquences étalon par radio.**

On expose les problèmes actuels des émissions de fréquences étalon, en soulignant la nécessité d'un rés international continueau. Les émissions de la station de radiodiffusion à ondes kilométriques de Bod sont particulièremnet avantageuses pour la diffusion des fréquence étalon ; des montages pour la synthèse de sa fréquence d'émission sont proposées.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 8, page 306–314

621.395.22

DANILA, TH. **La supercathodyne.**

En utilisant une méthode d'analyse simple, l'auteur déduit les relations fondamentales du montage supercathodyne ; une comparaison entre le répéteur cathodique courant et la supercathodyne est faite en mettant en évidence les avantages de la dernière. La dernière partie de l'article comprend des considérations pratiques et des schémas utilisés.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 8, page 315–319

621.394 (498) (091)

COJOCARU, I. **L'introduction de la télégraphie en Roumanie et les premières écoles roumaines de télécommunications.**

Après un aperçu historique sur l'introduction du service télégraphique dans les Principautés Roumaines, de nombreux détails sont apportés concernant la création, l'organisation et les premières années de fonctionnement de l'école de télégraphistes de Valachie.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 8, page 320–322

621.397.62

SAULESCU, CR. — **Le récepteur de télévision E-47 B.**

On présente et on commente le schéma de principe et certains détails de fonctionnement du nouvel appareil produit par les usines Electronica.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), no. 8, page 323–327

Prof. Ing. SERGIU CONDREA

# Noi tipuri de filtre diferențiale

## INTRODUCERE

Filtrele diferențiale au unele caracteristici avantajoase pentru anumite sisteme de transmisiuni, cum sînt echipamentele de telegrafie armonică și cele de telefonie cu curenți purtători pe linii electrice. Caracteristicile particulare ale acestor filtre sînt : posibilitatea de a se obține ușor benzi de trecere înguste, cu panta atenuării suficient de abruptă și valori ale capacităților și inductanțelor componente, de același ordin de mărime, ceea ce simplifică fabricația.

Schema bloc a unui filtru diferențial este arătată în figura 1. Cei doi dipoli $X_1$ și $X_2$ sînt

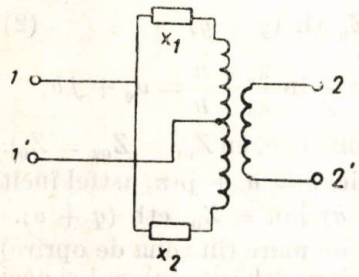



Fig. 1. *Schema principială a filtrului diferențial*

formați din elemente reactive, în general circuite rezonante serie, puse în paralel.

Astfel, cu două circuite rezonante serie în fiecare dipol, deci cu 8 elemente reactive (L,C) în total, se poate obține o celulă de filtru trece bandă avînd caracteristici de atenuare cu cîte un pol în fiecare bandă atenuată, caracteristica impedanței aproximativ simetrică și caracteristica de fază nesimetrică. Din cauză că defazarea în bandă se întinde pe un interval de 3 $\pi$ (în loc de 2 $\pi$ cît este la filtrele obișnuite tip $k$ sau $m$), atenuarea în banda de trecere, datorită disipației, este mai mare decît la filtrele $k$ sau $m$.

Deoarece în general caracteristicile acestor filtre sînt mai mult sau mai puțin nesimetrice, se ia ca frecvență mijlocie în bandă, media pătrată a frecvențelor de tăiere, în loc de media geometrică. În afară de aceasta mersul calculului pentru proiectare este asemănător cu al filtrelor obișnuite în scară, sau al filtrelor în $X$.

## FILTRE DIFERENȚIALE CU UN CUADRIPOL ÎN UNUL DIN BRAȚE

Dacă în locul unui dipol $X_1$ ($X_2$) din figura 1 se pune un cuadripol, se pot obține în anumite condiții scheme mai simple sau cu performanțe mai bune, decît a filtrelor diferențiale cunoscute.

Prima schemă de acest gen studiată conține un filtru în loc de $X_1$ și o rezistență $R$ în loc de $X_2$ (fig. 2). Filtrul utilizat poate fi format din mai multe celule $k$ și $m$.

O celulă $m$ are caracteristicile pe imagini arătate în figura 3, în funcție de frecvența convențională $\Omega$ pentru generalitate.

Impedanța efectivă a filtrului terminat pe o rezistență de sarcină $R$ va fi diferită de impedanța pe imagini arătată în figura 3*b*. Dar

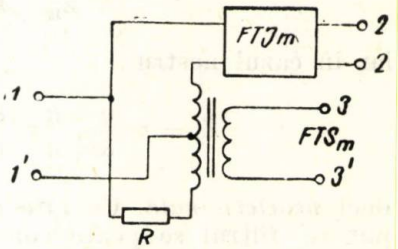



Fig. 2. *Schema noului filtru diferențial*

chiar impedanța pe imagini a unui filtru format din mai multe celule $k$ sau $m$ are caracteristici diferite, cu puncte de nedeterminare.

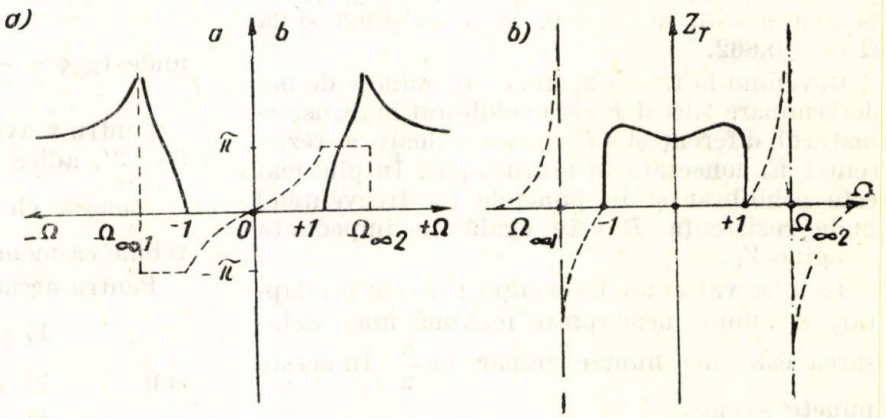



Fig. 3. *Caracteristicile în funcție de frecvența convențională* $\Omega$, *pentru un filtru tip* $m$ : — a) atenuarea și defazarea ; — b) impedanța $Z_T$

Pornind de la definiția generală a impedanței pe imagini

$$Z_0 = \sqrt{Z_{1g}\, Z_{1sc}}$$

și notînd $Z_{1g} = Z_0 \operatorname{cth} g$, $Z_{1sc} = Z_0 \operatorname{th} g$, avem în *zona de trecere* a unei celule de filtru :

$$g = jb = j\ 2 \arcsin \Omega$$

şi ţinînd seama de relaţia $\text{th}jb = j\text{tg}b$, $\text{cth}jb = -\text{ctg}b$, rezultă

$Z_{1g} = -j\ Z_0\ \text{ctg}\ (2\ \text{arc sin}\ \Omega) = -jZ_0\ \text{ctg}\ b$ şi

$Z_{1sc} = j\ Z_0\ \text{tg}\ (2\ \text{arc sin}\ \Omega) = jZ_0\ \text{tg}\ b.$

Pentru $n$ celule vom avea evident :

$$Z_{1g} = -jZ_0\ \text{ctg}\ (nb) \text{ şi } Z_{1sc} = jZ_0\text{tg}\ (nb) \quad (1)$$

Din figura 3 *a* se vede că defazarea $b = 2$ arc sin $\Omega$ variază în zona de trecere de la $-\pi$ la $+\pi$ pentru o celulă şi deci de la $-n\pi$ la $+n\pi$ pentru $n$ celule. În această zonă $(-1 \leqslant \Omega \leqslant 1)$ vom avea deci $2n - 1$ puncte în care defazarea este un număr întreg de $\pi$. În aceste puncte avem evident

$$Z_{1g} = \infty \text{ şi } Z_{1sc} = 0$$

Impedanţa imagine este aici $\sqrt{\infty \cdot 0}$, adică nedeterminată.

Impedanţa efectivă (de intrare) pe o sarcină $R$ este în general

$$Z_i = Z_{1g}\frac{Z_{1sc} + R}{Z_{1g} + R},$$

iar în cazul nostru

$$Z_i = \infty\frac{0 + R}{\infty + R} = \frac{\infty}{\infty}R,$$

deci *nedeterminată*. Cu alte cuvinte în aceste puncte filtrul se poate considera adaptat pe orice impedanţă. O construcţie grafică foarte simplă (1) ne poate determina aceste puncte de impedanţă imagine nedeterminată. De exemplu, pentru $n = 1$, nedeterminarea este la $\Omega = 0$; pentru $n = 2$, la $\Omega = 0$ şi la $\Omega = \pm 0{,}707$; pentru $n = 3$, la $\Omega = 0$, la $\Omega = \pm 0{,}5$ şi la $\Omega = \pm 0{,}862$.

Revenind la figura 2, în aceste puncte de nedeterminare filtrul $F$ este echilibrat în transformatorul diferenţial prin orice valoare a rezistenţei $R$, conectată în braţul opus. În plus mai este echilibrat şi în punctele (la frecvenţele) unde rezistenţa $R$ este egală cu impedanţa imagine $Z_0$.

La alte valori ale frecvenţei $\Omega$ avem neadaptare şi anume neadaptare maximă unde defazarea este un număr impar de $\frac{\pi}{2}$. În aceste puncte avem

$$Z_{1g} = j\ Z_0\ \text{ctg}\frac{\pi}{2} = 0$$

$$\text{şi } Z_{1sc} = j\ Z_0\ \text{tg}\frac{\pi}{2} = \infty$$

adică invers decît în cazul precedent.

Utilizînd formula pentru impedanţa de intrare de mai sus, obţinem :

$$Z_i = Z_{1g}\frac{Z_{1sc} + R}{Z_{1g} + R} = 0\frac{\infty + R}{0 + R} \text{ sau}$$

$$Z_i = \frac{Z_{1g}\ Z_{1sc}}{R} = \frac{Z_0^2}{R},$$

adică inversul rezistenţei în raport cu $Z_0^2$. (Formula clasică $Z_0 = \sqrt{Z_{1g}Z_{1sc}} = \sqrt{0 \cdot \infty}$ ne dă o nedeterminare aparentă). Este evident că numai pentru $R = Z_0$ avem o impedanţă efectivă egală cu impedanţa imagine $(Z_i = Z_0 = R)$.

Prin alegerea judicioasă a rezistenţei de sarcină $R$ se poate asigura o adaptare maximă (neadaptare minimă) în intervalele dintre punctele de nedeterminare.

În *zona de oprire* impedanţa efectivă se poate scrie

$$Z_i = Z_0\ \text{th}\ (q + g) \quad (2)$$

unde $q = \text{arc th}\frac{R}{Z_0} = \frac{1}{2}\ln\frac{Z_0 + R}{Z_0 - R} = a_q + j\,b_q$

(s-a presupus filtru simetric, cu $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$).

În general avem aici $g = a + jn\pi$, astfel încît $Z_i = Z_0\ \text{th}\ (q + a)$ sau $= Z_0\ \text{cth}\ (q + a)$.

Pentru $a$ suficient de mare (în zona de oprire) se poate lua $\text{th}\ (q + a) \approx \text{cth}\ (q + a) \approx 1$ şi deci

$$Z_i \approx Z_0$$

Deci, în cazul din figura 2, sistemul diferenţial va fi dezechilibrat în zona de oprire, exponentul de transfer între braţele opuse $1 - 1'$ şi $3 - 3'$ fiind dat de expresia

$$\text{ch}g = \frac{Z_i + R}{Z_i - R} = \frac{|Z_i|\cos\varphi + R + j\,|Z_i|\sin\varphi}{|Z_i|\cos\varphi - R + j\,|Z_i|\sin\varphi} \quad (3)$$

unde $\text{tg}\ \varphi = \dfrac{\sin\ 2\ b_q}{\text{sh}\ 2\ (a + a_q)}$

Pentru a avea zona de trecere între $1 - 1'$ şi $3 - 3'$, adică

$$\text{ch}g = \text{ch}\ (a + jb) = \text{ch}\ (jb) = \cos\ b,$$

tebuie ca membrul doi din (3) să fie real.

Pentru aceasta este necesar ca :

1) $|Z_i|\ \sin\varphi = 0,$

sau 2) $|Z_i|\ \cos\varphi = \infty,$

sau 3) $R = 0.$

Condiţia 1) e satisfăcută dacă

a) $|Z_i| = 0$ sau $b)$ $\sin\varphi = 0$

Din (2) se vede că $|Z_i| = 0$ dacă $|Z_0| = 0$ sau $\text{th}\ (q + g) = 0$. Prima condiţie corespunde la zerourile impedanţei imagine, iar a doua nu este posibilă deoarece $a \neq 0$ şi $a_q = 0$.

Pentru b) avem $\sin \varphi = \frac{1 - T^2}{2T} \operatorname{th} 2b$,

cu $T = |\operatorname{th}(q + g)|$

Prin urmare trebuie sau $T = 1$, sau $\operatorname{th} 2b = 0$.

Condiția $T = \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2(a + a_q) - \cos 2 b_q}{\operatorname{ch} 2(a + a_q) + \cos 2 b_q}} = 1$,

presupune $\cos 2 b_q = 0$ sau $b_q = k\frac{\pi}{4}$ ($k$ impar);

condiția $\operatorname{th} 2b = 0$ presupune $b = 0$.

2) Condiția $|Z_i| \cos \varphi = \infty$ corespunde la polii funcției de impedanță imagine, care este o reactanță în zona de oprire, iar condiția 3) cu $R = 0$ nu e interesantă.

În rezumat, expresia (3) va fi reală în punctele unde

a) $Z_0 = \mathrm{j}\, X_0$ are *nuluri* și *poli*;

b) $b_q = \mathrm{k}\frac{\pi}{4}$, sau dat fiind că $\operatorname{tg} b_q =$

$$= -\frac{R}{X_0} \text{ rezultă } R = \pm X_0 \text{ și}$$

c) $b = 0$

Condiția a) reprezintă atenuarea zero, cu $\operatorname{ch} g = \cos b$.

Condiția ultimă $b = 0$ arată că atenuarea este în general diferită de zero, $\operatorname{ch} g = \operatorname{ch} a$, iar condiția b) reprezintă atenuare zero numai în domeniile unde $b \neq 0$.

Așadar filtrul rezultat între bornele $1 - 1'$ și $3 - 3'$ va fi complimentar filtrului $1 - 1'$, $2 - 2'$, în sensul că în loc de trece jos, va fi trece sus, cu aceeași frecvență de tăiere, iar în loc de trece bandă, va fi oprește bandă. Zona de oprire a filtrului transformat va fi cu atît mai bună (va avea mai mulți poli de atenuare), cu cît filtrul original e format din mai multe celule $n$. Zona de trecere, va fi cu atît mai bună (cu număr mai mare de nuluri de atenuare efectivă) cu cît reactanța imagine a filtrului original, în zona lui de oprire, are mai multe zerouri și poli, și mai multe puncte unde $Z_0 = -R$.

Verificarea acestor concluzii s-a făcut experimental, pentru zona de oprire a filtrului transformat. Comparînd caracteristicile de atenuare ale filtrului original și transformat în condițiile din figura 2, se observă că numărul de poli de atenuare este $n = 2$, corespunzător la numărul de celule din filtrul original, care nu are decît un pol de atenuare.

S-a obținut o atenuare relativ mare în zona de trecere a filtrului transformat datorită pierderilor din elemente, care influențează mai puternic în acest caz.

Noul filtru transformat se poate folosi ca atare, sau în combinație cu filtru original, formînd împreună un filtru direcțional cu secțiuni complementare. În acest caz economia de elemente componente este remarcabilă.

### FILTRE DIFERENȚIALE CU BUCLĂ ÎNCHISĂ

Dacă în figura 2, în loc de rezistența $R$ în brațul de jos, se conectează ieșirea $2-2'$ din filtru, se obține un filtru diferențial cu buclă închisă (fig. 4). Acest nou tip de filtru are pro-

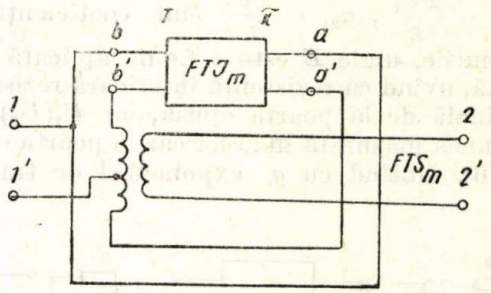



Fig. 4. *Filtru diferențial cu bucla închisă simetric*

prietățile filtrului transformat din figura 2, dacă filtrul original este *antimetric*, adică $Z_{01} = 1/Z_{02}$. Același rezultat se obține cu un filtru simetric ($Z_{01} = Z_{02}$), dacă conectarea în buclă închisă se face ca în figura 5.

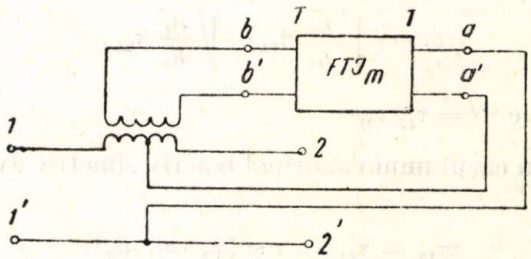



Fig. 5. *Filtru diferențial cu bucla închisă nesimetric*

Pentru analiza acestor scheme este preferabil să se utilizeze matricea de repartiție. Se știe că, în general, un cuadripol sau orice multiport se poate defini prin matricea de impedanță, de admitanțe, de lanț, sau prin matrice hibride, care determină relațiile dintre mărimile electrice $U$ și $I$ de la diferitele părți ale rețelei.

O nouă matrice, care definește comportarea electrică a unui multiport în general, sau a unui cuadripol (diport) în particular, este matricea de repartiție sau de dispersie (scattering). Aceasta stabilește relațiile dintre undele incidente și undele reflectate la porțile rețelei. Elementele matricei sînt în acest caz — în loc de impedanțe, admitanțe sau funcții de transfer, — niște coeficienți de reflexie $\rho$ și coeficienți de transmisie $\tau$.

Astfel, matricea de repartiție pentru un cuadripol este

$$S = \begin{bmatrix} \rho_1 & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \rho_2 \end{bmatrix}$$

Semnificaţia elementelor acestei matrice este :

$$\rho_1 = \frac{Z_{i1} - R_1}{Z_{i1} + R_1},\ \rho_2 = \frac{Z_{i2} - R_2}{Z_{i2} + R_2}$$

unde $R_1$ şi $R_2$ sînt rezistenţele de terminaţie ale cuadripolului, iar $Z_{i1}$ şi $Z_{i2}$ sînt impedanţele efective la porţile 1 şi 2, cu terminaţiile menţionate ;

$\tau_{12} = \frac{2\,U_1}{E}$ , $\tau_{21} = \frac{2\,U_2}{E}$ sînt coeficienţii de transmisie, unde $E$ este o f.e.m. aplicată la o poartă, avînd ca rezistenţă interioară rezistenţa terminală de la poarta opusă, iar $U_1(U_2)$ este tensiunea măsurată în acest caz la poarta opusă (fig. 6). Notînd cu $g_e$ exponentul de transfer

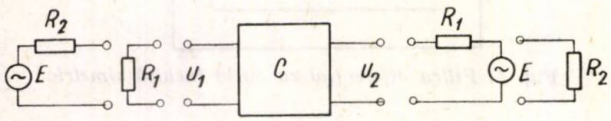



Fig. 6. *Parametrii de repartiţie ai unui cuadripol*

efectiv (compus) al cuadripolului, se poate arăta că avem

$$e^{-g_e} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}\,\tau_{12} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\,\tau_{21},$$

sau $e^{-2g_e} = \tau_{12}\,\tau_{21}$

În cazul unui cuadripol reactiv simetric avem din

$$\tau_{12} = \tau_{21} = \tau \text{ şi } |\rho_1| = |\rho_2|,$$

relaţia $|\rho|^2 + |\tau|^2 = 1$ sau

$$e^{-2a_e} + e^{-2a_e} = 1$$

ceea ce exprimă principiul conservării energiei.

Notînd în figura 4 sau în figura 5 impedanţele filtrului original $C$, între bornele $a - a'$, $b - b'$, prin $Z_a$, $Z_b$, impedanţele în gol la porţile $a$, $b$ şi prin $Z_{ab}$, $Z_{ba}$ impedanţele de transfer de la o poartă la alta, impedanţele corespunzătoare ale cuadripolului transformat $1 - 1'$, $2-2'$ vor fi respectiv :

$$\left.\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{1}{2}\,(Z_a + Z_b + Z_{ab} + Z_{ba}) \\ Z_{12} &= \frac{1}{2}\,(Z_a - Z_b - Z_{ab} + Z_{ba}) \\ Z_{21} &= \frac{1}{2}\,(Z_a - Z_b + Z_{ab} - Z_{ba}) \\ Z_{22} &= \frac{1}{2}\,(Z_a + Z_b - Z_{ab} - Z_{ba}) \end{aligned}\right\} \quad (C')$$

Dacă utilizăm matricea de repartiţie, în ipoteza că raportul de transformare este 1, avem :

$$\left.\begin{aligned} \rho_1 &= \frac{1}{2}\,[(\rho_a + \rho_b) + (\tau_{ab} + \tau_{ba})] \\ \tau_{12} &= \frac{1}{2}\,[(\rho_a - \rho_b) - (\tau_{ab} - \tau_{ba})] \\ \tau_{21} &= \frac{1}{2}\,[(\rho_a - \rho_b) + (\tau_{ab} - \tau_{ba})] \\ \rho_2 &= \frac{1}{2}\,[(\rho_a + \rho_b) - (\tau_{ab} + \tau_{ba})] \end{aligned}\right\} \quad (C')$$

Se vede uşor că dacă aplicăm o nouă transformare în buclă închisă, obţinem din nou cuadripolul original $C(C'' \equiv C)$.

Pentru cazul din figura 4, cu cuadripol antimetric, avem :

$$\rho_a + \rho_b = 0 \quad \text{şi} \quad \tau_{ab} + \tau_{ba} = \tau$$

Aplicînd aceste relaţii la formulele (C') se obţine

$$\rho_1 = \tau,\ \rho_2 = -\tau,\ \tau_{12} = \tau_{21} = \rho_a = -\rho_b,$$

adică un filtru *complementar*.

Filtrul complementar obţinut are şi performanţele complementare, deoarece coeficienţii de reflexie ai lui sînt egali în modul cu coeficienţii de transmisie $\tau$ ai filtrului original şi reciproc.

Trecînd de la aceşti coeficienţi ai matricei de repartiţie, la atenuarea efectivă în zona de oprire şi atenuarea de ecou în zona de trecere, se vede că aceste mărimi se schimbă între ele, astfel că filtrul cu atenuare de oprire mare se va transforma într-un filtru cu atenuare de ecou mare şi reciproc.

Pentru cazul din figura 5, deoarece impedanţele dinspre $a - a'$ se văd inverse în $b-b'$ şi reciproc (o inductanţă $L$ se vede o capacitate $C$ şi invers, o conexiune serie se vede o conexiune paralel şi invers), filtrul simetric se va comporta în transformare ca filtrul antimetric din figura 4, adică se va obţine la bornele $1-1'$, $2-2'$ sau filtru complementar.

Încercările experimentale efectuate în laborator cu schema din figura 4 au arătat că se constată o îmbunătăţire a performanţelor noului filtru transformat, în sensul că au apărut în zona de atenuare, doi poli în loc de unul.

## CONCLUZII

Noul procedeu de obţinere a filtrelor diferenţiale complementare, prin transformarea unor filtre originale obişnuite, oferă posibilităţi de îmbunătăţire a performanţelor de filtraj şi totodată posibilitatea de realizare a unor filtre direcţionale cu număr redus de elemente. Metoda utilizată poate fi generalizată cu folos la alţi cuadripoli selectivi şi la cuadopoli activi, de tipul amplificatoarelor.

Ing. PETRU BOBOC

# Sistemul de comutaţie telefonică automată „Crossbar - Pentaconta 1000"

(Partea I)

*Organele de comutaţie ale sistemului „Crossbar-Pentaconta"*

## A. GENERALITĂŢI

Principalele direcţii tehnico-economice spre care se orientează tehnica modernă în îmbunătăţirea şi elaborarea de noi sisteme de comutaţie telefonică automată privesc :

— ridicarea calităţii transmisiei (fidelitatea transmiterii sunetelor şi protecţia faţă de perturbaţii) ;

— mărirea vitezei de stabilire a comunicaţiilor ;

— reducerea uzurii organelor de comutaţie în timpul funcţionării ;

— micşorarea cheltuielilor de exploatare a echipamentelor ;

— conlucrarea cu sistemele de comutaţie telefonică automată existente în exploatare, fără a se introduce circuite complicate de adaptare ;

— elaborarea tuturor circuitelor în aşa fel, încît să permită în viitor adaptarea unor echipamente de comutaţie complet electronice.

Sistemele existente au fost supuse de diferitele firme constructoare unor transformări şi modificări, printre care putem aminti : firma „Bell Téléphone" din Belgia a îmbunătăţit sistemul de comutaţie telefonică automată tip rotativ 7 D, elaborînd sistemul tip rotativ 7 E. Principalele perfecţonări aduse noului sistem sînt : îmbunătăţirea calităţii transmisiei, prin adoptarea aşa-numitelor *perii compensate* la căutătoarele centralei, mărirea vitezei de rotaţie a căutătoarelor rotative cu circa 33%, efectuarea şi controlul selecţiei prin curenţi polifazaţi (cu decalaj de fază), introducerea multiplajului omogen şi menţinerea selectoarelor în poziţia în care s-a efectuat convorbirea, ceea ce a eliminat operaţia de revenire în poziţia iniţială (normal) a maşinilor etc.

La centralele telefonice automate sistem *pas cu pas*, firmele constructoare au adus unele modificări, ca : introducerea circuitelor de registru pentru efectuarea şi controlarea selecţiilor numerelor formate de abonaţi, îmbunătăţirea contactelor la maşini şi relee, adoptarea — la unele sisteme — a unui motoraş la fiecare selector (sistemul „Motorwähler") etc.

Sistemele Crossbar, elaborate de unele firme cu 15—20 de ani în urmă, au fost perfecţionate în prezent prin îmbunătăţirea calităţii contactelor la comutatoare şi relee, introducerea unor noi tipuri de relee, mai robuste în exploatare, semnalizarea pentru selecţia urbană şi interurbană în cod de multifrecvenţe etc.

Nu de mult, în anii 1959—1960, firma belgiană „Bell Téléphone", constructoare de echipamente de tip rotativ, a asimilat fabricarea unui nou tip de echipament de comutaţie telefonică automată, pentru reţele urbane, rurale şi interurbane, sistemul „Crossbar-Pentaconta". Acest sistem de comutaţie — Pentaconta — are capacitatea comutatorului de 52 de puncte, este de o construcţie robustă, cu comutatoare şi relee îmbunătăţite şi cu contacte din metale nobile. Sistemul Pentaconta este studiat, elaborat şi experimentat anume ca să funcţioneze şi cu centrale tip rotativ. Semnalizările pentru controlul şi efectuarea selecţiilor se fac prin fire separate, altele decît cele de convorbire, folosindu-se aşa-numitul „fascicul conector" ; selecţia urbană şi interurbană se efectuează în cod, prin multifrecvenţe, conform recomandărilor Comitetului Cosultativ Internaţional de Telefonie şi Telegrafie. Acest sistem este, de asemenea, prevăzut cu circuite speciale de verificări (robot), care determină locul deranjamentelor în mod automat, deranjamentele fiind înregistrate pe cartele speciale.

Sistemul Pentaconta este elaborat pentru reţele urbane, rurale, interurbane, centrale de instituţii, concentratoare de capacităţi mici şi mari.

Cînd o administraţie P.T.T. se află în situaţia de a introduce un nou sistem de comutaţie telefonică automată, avînd de ales între mai multe variante oferite de firmele constructoare de asemenea echipamente, ea este obligată să ia minuţios în consideraţie atît problemele tehnice, cît şi cele economice.

Din punct de vedere tehnic, sistemul ce urmează a fi adoptat trebuie să satisfacă cerinţele de dezvoltare a telefoniei urbane, rurale şi interurbane în viitorii 15—20 de ani, situîndu-se la nivelul actual al tehnicii de comutaţie. De asemenea, sistemul ales va trebui să fie bine experimentat în exploatare, în ce priveşte compatibilitatea cu sistemele existente din reţeaua respectivă.

Din punct de vedere economic, sistemul preferat trebuie să permită o utilizare cît mai sporită a circuitelor interurbane, să fie economic atît la prima instalare cît şi la extensiile viitoare, acestea făcîndu-se fără modificări mari ale echipamentelor în funcţiune.

La noi în ţară, administraţia P.T.T. a fost pusă în situaţia de a adopta un nou sistem de comutaţie telefonică automată (în special pentru interurban), deoarece echipamentele manuale existente — schimbătoarele manuale interurbane — au ajuns în prezent, în oraşul Bucureşti şi în mai multe alte oraşe din ţară, la capacitatea maximă de instalare şi de exploatare. Analizîndu-se echipamentele de comutaţie telefonică automată actuale, fabricate de firme cu renume mondial, administraţia P.T.T. română a decis introducerea echipamentelor „Crossbar-Pentaconta", furnizate de firma belgiană „Bell

Téléphone". Această hotărîre reprezintă concluzia unui amplu studiu, care a stabilit că sistemul optim de comutaţie pentru dezvoltarea reţelei telefonice de la noi este cel Pentaconta.

### B. ORGANELE DE COMUTAŢIE „CROSSBAR-PENTACONTA"

Principalele organe de comutaţie ale sistemului „Crossbar Pentaconta" sînt următoarele:

— comutatorul Crossbar (multiselector);
— releele telefonice-standard;
— releele telefonice multiple;
— releele telefonice quintuple;
— contorul magnetic;
— diverse materiale: condensatoare, rezistenţe, potenţiometre, elemnte electronice, reglete şi jacuri diferite etc.

*Comutatorul Crossbar (multiselectorul)*

Acest sistem Crossbar este denumit „Pentaconta" după capacitatea comutatorului, care este de 52 puncte, din care pentru treapta de linie sînt folosite numai 50.

Rolul comutatorului Crossbar este de a stabili o legătură între un circuit de intrare şi altul de ieşire, care trebuie să fie ales sau selectat conform numărului format la disc de către abonatul chemător. Aceasta echivalează cu stabilirea unei comunicaţii prin periile unui căutător sau selector rotativ şi cîmpul său de terminale. Faţă de comutatorul rotativ, comutatorul Crossbar este de tip „static", contactele stabilindu-se în mod similar cu cele ale unui releu telefonic.

Multiselectorul Pentaconta este asamblat pe un suport-cadru şi cuprinde:

— Organe de conexiune sau „selectoare", în număr maxim de 22 (verticalele multiselectorului, ele fiind echivalente fiecare cu cîte un selector rotativ). Fiecare verticală corespunde cu o linie de intrare în multiselector, deci un multiselector are maximum 22 de intrări. (fig. 1.)

— Organe de selecţie sau bare orizontale, în număr de 14. Din aceste bare orizontale, 13 sînt pentru selecţie şi a 14-a bară este bară de dedublare. Fiecare bară orizontală are două poziţii de lucru — în sus şi în jos. Prin cele 13 bare orizontale de selecţie se pot realiza $13 \times 2 = 26$ de combinaţii. Bara a 14-a dublează capacitatea barelor de selecţie, multiselectorul avînd capacitatea de $26 \times 2 = 52$ de puncte de ieşire. Deci, un multiselector Pentaconta are maximum 22 de intrări, fiecare dintre acestea avînd acces la 52 de ieşiri.

— Relee auxiliare. Prin ele se comandă acţionarea electromagneţilor barelor verticale şi ai barelor orizontale pentru stabilirea comunicaţiilor.

— Reglete pentru conexiuni.

*Principiul de funcţionare a multiselectorului*

În figura 2 sînt reprezentate părţile principale ale unui multiselector, reduse — pentru a se putea înţelege principiile de funcţionare — la două selectoare (bare verticale) şi o bară orizontală de selecţie cu electromagneţii corespunzători. După cum se observă, fiecare bară orizontală are fixată în dreptul fiecărei bare verticale o gheară de selecţie, formată dintr-o tijă de oţel. Această gheară este fixată de bara orizontală printr-un resort special metalic. Bara orizontală se poate roti în jurul axei $x—x'$ — în funcţie de acţionarea electromagnetului inferior sau superior — în două poziţii, şi anume: în sus sau în jos, aşa cum este indicat în figura 2. La fiecare din aceste mişcări de rotaţie ale barei orizontale, toate ghearele de selecţie sînt deplasate în sensul respectiv. Barele verticale au o singură mişcare de rotaţie în jurul axei $y—y'$, de la stînga la dreapta, fiind atrase de electromagneţii selectolui, în sensul arătat în figura 2. Bara verticală

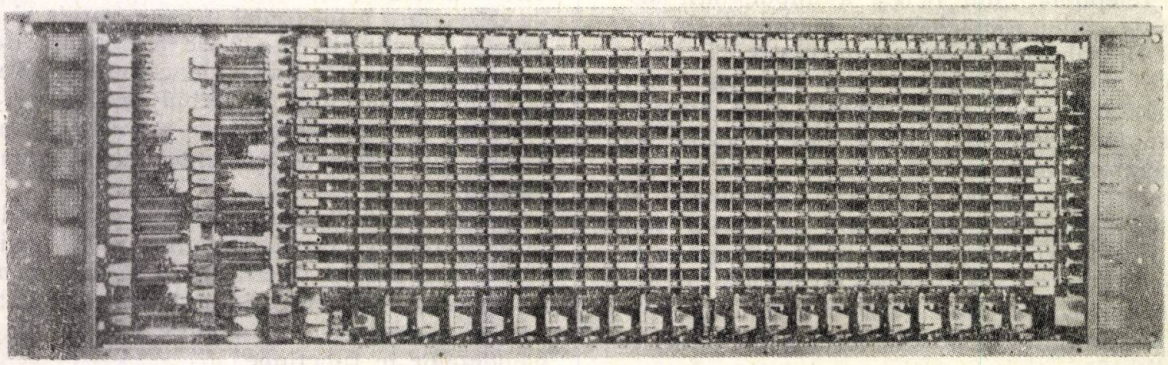


Fig. 1. *Multiselector „Crossbar-Pentaconta"*

are 14 deschideri (decupări), fiecare fiind prevăzută la cîte una din cele 14 bare orizontale. În aceste deschideri se află cîte două ghidaje confecţionate din material electroizolant (pertinax). În umerii acestor ghidaje se sprijină lamelele de resort de contact care urmează a fi acţionate. De-a lungul întregii bare verticale, în partea din stînga şi în faţa lamelelor de resort de contact, care sînt mobile, se găsesc barele de contact fixe, comune pe întreaga verticală. Aceste bare de contact reprezintă propriu-zis firele de intrare

în multiselector, care pot avea acces la una din cele 52 de ieşiri, în funcţie de bara orizontală de selecţie care va fi acţionată şi de direcţia de acţionare a barei de dedublare (bara 14), în sus sau în jos. Spre exemplu: dacă, în cazul reprezentat în figura 2, acţionează electromagnetul superior al barei orizontale, această bară se va roti în jos şi toate ghearele de selecţie se vor berează şi toate ghearele de selecţie sînt readuse în poziţia iniţială. În acest caz, numai gheara de selecţie care a fost acţionată de bara verticală rămîne blocată, ea putînd rămîne în această poziţie datorită resortului spiral prevăzut la partea de fixare de bara orizontală, aşa cum s-a arătat anterior. Bara orizontală care s-a eliberat poate fi ocupată pentru stabilirea unei alte legături

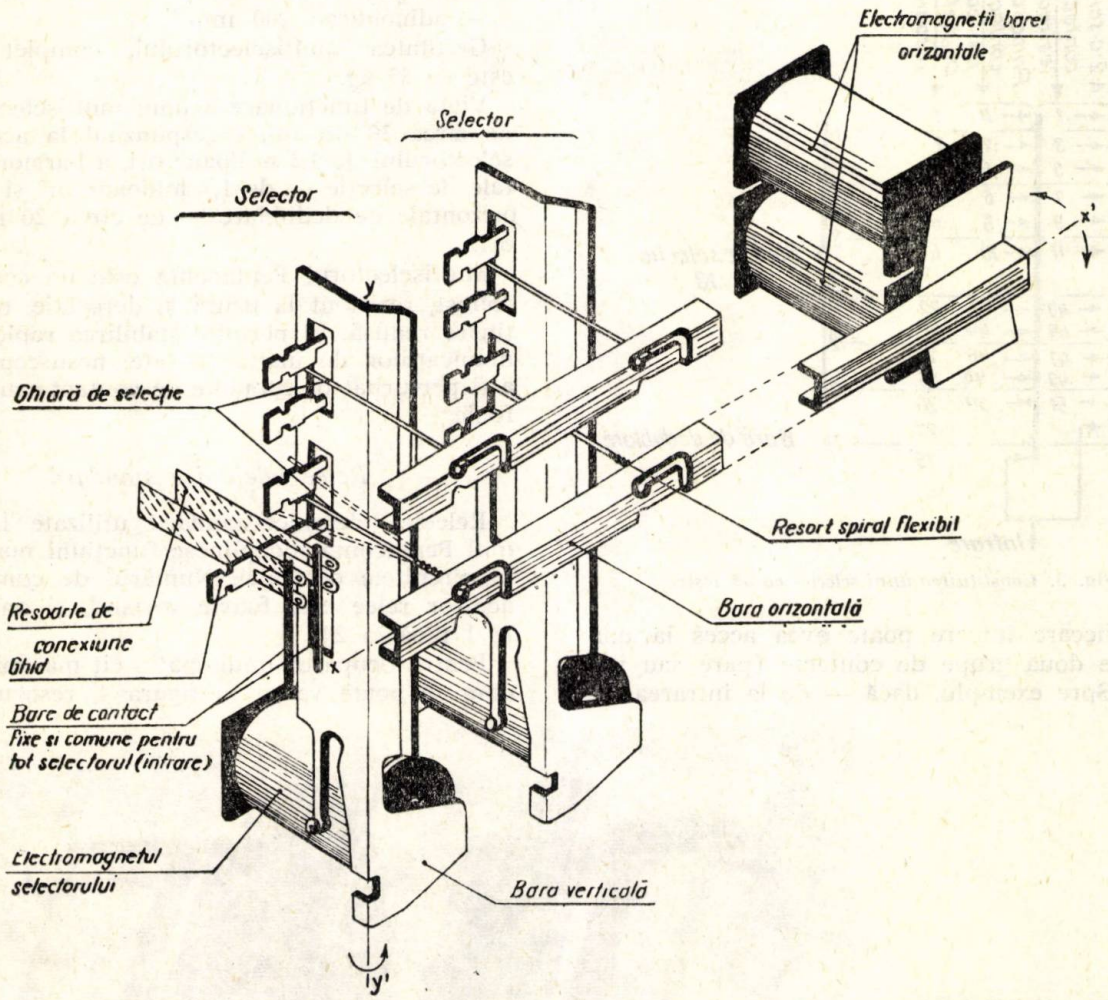



Fig. 2. *Principiul de funcţionare al unui multiselector „Crossbar-Pentaconta"*

deplasa în acelaşi sens. Prin această deplasare, ghearele de selecţie sînt introduse în umeraşii ghidurilor din material izolant din deschizătura corespunzătoare. Apoi, este acţionat electromagnetul selectorului şi bara verticală capătă o mişcare de rotaţie de la stînga la dreapta. Prin aceasta, gheara de selecţie a barei verticale, care este introdusă în umeraşul din ghidul electroizolant, este deplasată spre stînga, deplasînd — în acelaşi timp — şi lamelele de resort de conexiune, fixate de ghid. În acest fel se stabileşte contactul între barele de contact fixe, care reprezintă intrarea şi lamelele de resort de conexiune mobile, care reprezintă ieşirea. În timpul comunicaţiei, bara verticală (selectorul), şi deci intrarea, rămîne ocupată. Bara orizontală se eli-

între o intrare (bară verticală — selector) şi o ieşire liberă. După termniarea comunicaţiei, electromagnetul selectorului se eliberează, bara verticală revine la normal, gheara de selecţie revine şi ea la normal, iar contactele dintre lamelele-resort mobile şi barele fixe de contact se întrerup.

Multiselectorul Pentaconta poate fi echipat cu un număr mai redus de selectoare (bare verticale), şi anume cu 19, 17 şi 16 selectoare, avînd un număr diferit de relee în circuitele sale.

În figura 3 este arătat modul de realizare a celor 52 de ieşiri ale selectorului, la care poate avea acces oricare dintre intrările multiselectorului. După cum se observă, cele 13 bare de selecţie, avînd cîte două poziţii de lucru, pot rea-

liza cele 26 de combinații de comutări. Bara a 14-a orizontală, care este bara de dedublare, prin acționarea sa în poziția *27* sau *28*, dă acces intrării la ieșirile cu număr par *(0, 2, 4,...,50)* sau la ieșirile cu număr impar *(1, 3, 5,...,51)*. Pentru a se putea realiza dublarea numărului de

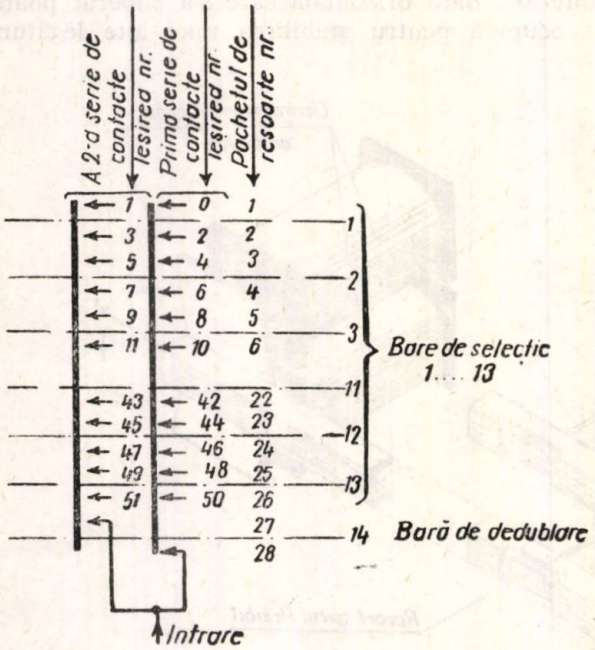



Fig. 3. *Constituirea unui selector cu 52 ieșiri*

ieșiri, fiecare intrare poate avea acces la una din cele două grupe de contacte (pare sau impare). Spre exemplu, dacă — de la intrarea prezentată în figura 3 — vrem să stabilim o comunicație spre ieșirea *44*, bara de selecție *12* trebuie să acționeze în poziția *24*, iar bara de dedublare *14* trebuie să acționeze în poziția *27*. Astfel, circuitul de intrare se închide prin grupul de contacte din dreapta (jos) de la bara de dedublare *14* și apoi prin grupul de contacte al ieșirii *44*, acționat de bara orizontală *12*.

*Dimensiunile și greutatea multiselectorului*

Dimensiunile selectorului Pentaconta sînt :
— lățimea : 1 290 mm ;
— înălțimea : 390 mm ;
— adîncimea : 200 mm.

Greutatea multiselectorului, complet cablat, este de 85 kg.

Viața de funcționare a unui multiselector este de circa 30 de ani, corespunzînd la acționarea selectorului de 1,3 milioane ori, a barelor orizontale de selecție — de 1,7 milioane ori și a barei orizontale de dedublare — de circa 20 milioane ori.

Multiselectorul Pentaconta este un comutator robust, rezistent la uzură și dereglaje, cu întreținere redusă. El permite stabilirea rapidă a comunicațiilor de înaltă calitate, nesusceptibil de a fi perturbat de zgomote de contact sau de diafonie

*Relee telefonice standard*

Releele telefonice-standard utilizate în sistemul Pentaconta îndeplinesc funcțiuni numeroase în circuitele centralei. Numărul de contacte al acestor relee este foarte variabil, și anume de la 1 pînă la 24.

Pentru ocuparea unui spațiu cît mai mic, după cum se poate vedea în figura 4, resorturile de contact se pot asambla în două grupe separate, care se montează una lîngă alta.

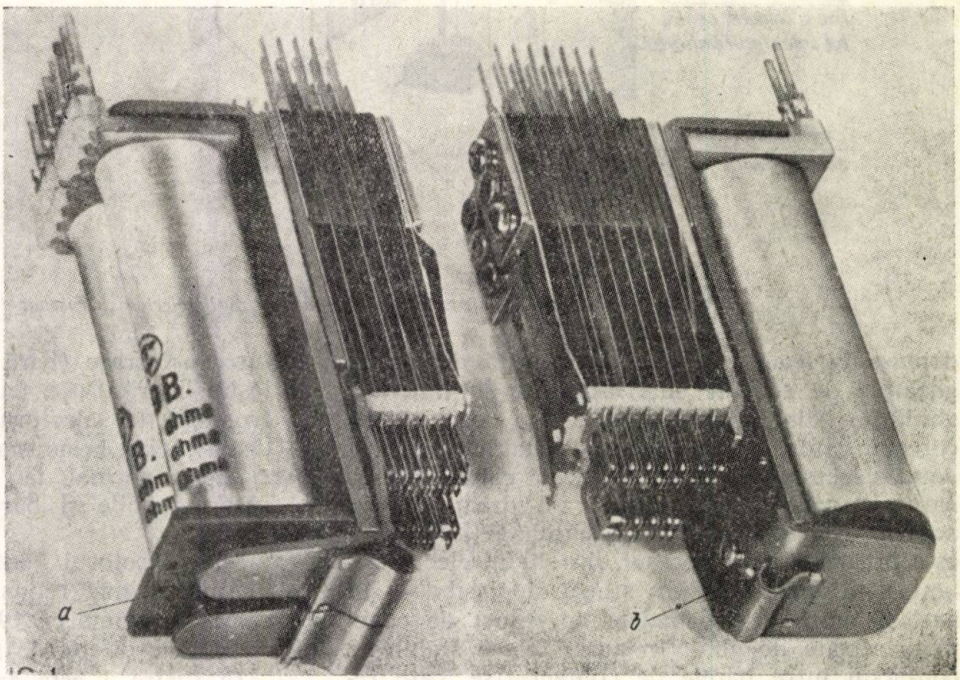



Fig. 4. *Releu standard* :
*a*) cu două bobine; *b*) cu o bobină

Releele-standard, din punctul de vedere al tipurilor de bobine, sînt de două feluri, și anume :

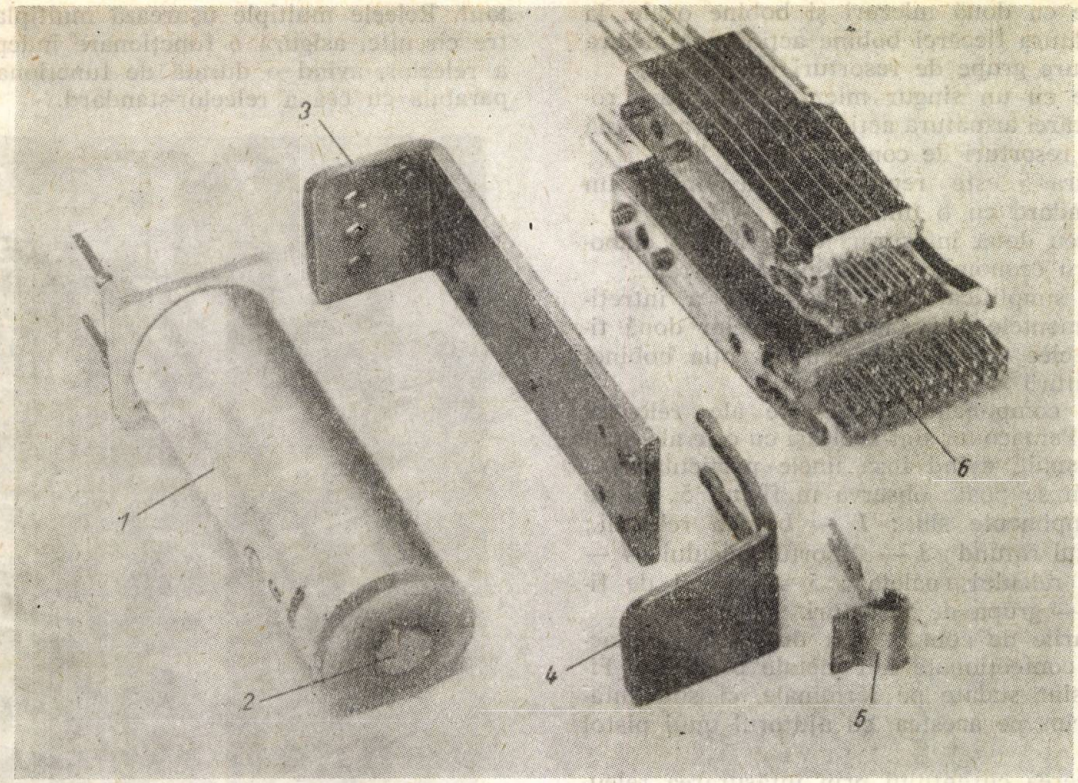



**Fig. 5.** *Părțile componente ale unui releu-standard cu o bobină*

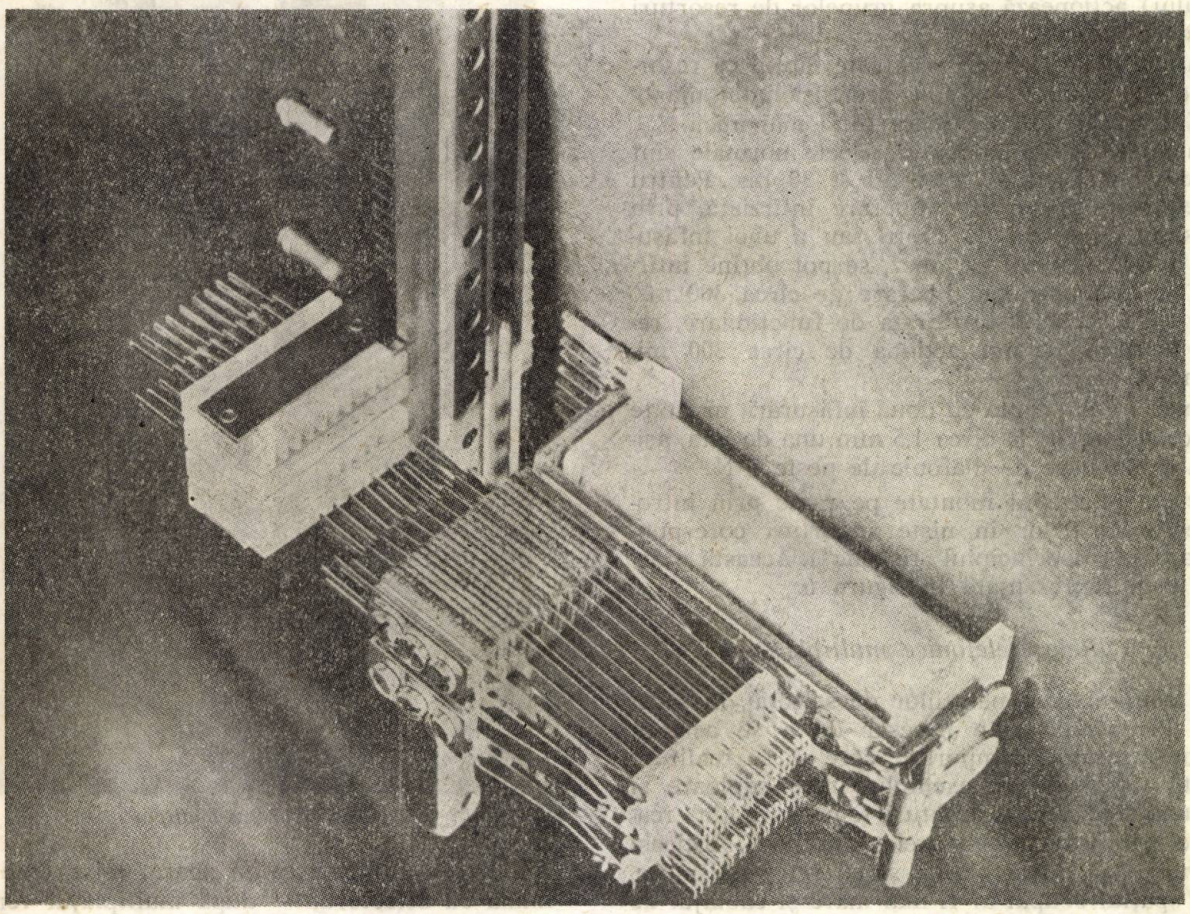


Fig. 6. *Fixarea releelor-standard pe rame*

— relee cu două miezuri şi bobine ovale, la care armătura fiecărei bobine acţionează asupra unei singure grupe de resorturi (fig. 4, *a*);

— relee cu un singur miez şi înfăşurare rotundă, a cărei armătură acţionează asupra a două grupe de resorturi de contact (fig. 4, *b*).

În figura 5 este reprezentat, demontat, un releu standard cu o înfăşurare.

Releul cu două înfăşurări ovale a fost elaborat, pentru economia de spaţiu, în centrală.

Pentru simplificarea fabricaţiei şi a întreţinerii, elementele componente ale celor două tipuri de relee sînt aceleaşi, cu excepţia bobinei şi a armăturii.

Părţile componente principale ale releului-standard Pentaconta sînt aceleaşi cu cele ale unui releu obişnuit, avînd însă unele particularităţi. După cum se poate observa în figura 5, aceste părţi componente sînt: *1* — bobina releului; *2* — miezul rotund; *3* — suportul releului; *4* — armătura releului (paleta); *5* — ştiftul de fixare; *6* — grupa de resorturi.

Resorturile de contact sînt duble, iar contactele sînt confecţionate din metale preţioase. Firele nu sînt sudate pe terminale, ci sînt înfăşurate strîns pe acestea, cu ajutorul unui pistol special.

La trecerea curentului prin înfăşurarea releului, armătura *4* este atrasă şi, prin rotaţia sa către miezul *2*, braţele armăturii (*1* sau *2*, după tipul releului) acţionează asupra grupelor de resorturi de contact.

Caracteristic acestor relee este faptul că resorturile de contact nu sînt pretensionate, manopera de reglaj şi întreţinere fiind mai mică.

Ca viteză de funcţionare, releele normale sînt rapide şi acţionează între 10 şi 30 ms. Pentru releele cu atragere sau liberare întîrziată, prin folosirea unui inel de cupru sau a unei înfăşurări în scurt-circuit pe miez, se pot obţine întîrzieri în acţionare sau liberare de circa 300 ms.

În ceea ce priveşte durata de funcţionare, relele Pentaconta, pot acţiona de circa 300 milioane de ori.

Releele Pentaconta cu două înfăşurări, montate pe acelaşi suport la circa 1,5 mm una de alta, asigură o atenuare de diafonie de peste 7 N.

Aceste relee sînt montate pe rame prin introducerea lamelelor în nişte suporturi corespunzătoare (după principiul „fişă-jac"). Această montare este reprezentată în figura 6.

### *Relee telefonice multiple*

În continuarea operaţiilor de selecţie, în sistemul Pentaconta este necesar de a se asigura anumite legături temporare, care să se realizeze foarte repede (spre exemplu, între cuploare şi traductoare). Aceste legături temporare sînt realizate prin aşa-numitele „relee multiple". Aceleaşi operaţii s-ar putea obţine şi cu relee obişnuite, însă spaţiul ocupat ar fi mai mare şi cablajul de multiplicare dintre acestea ar fi foarte important. Releele multiple uşurează multiplajul dintre circuite, asigură o funcţionare independentă a releelor, avînd o durată de funcţionare comparabilă cu cea a releelor-standard.

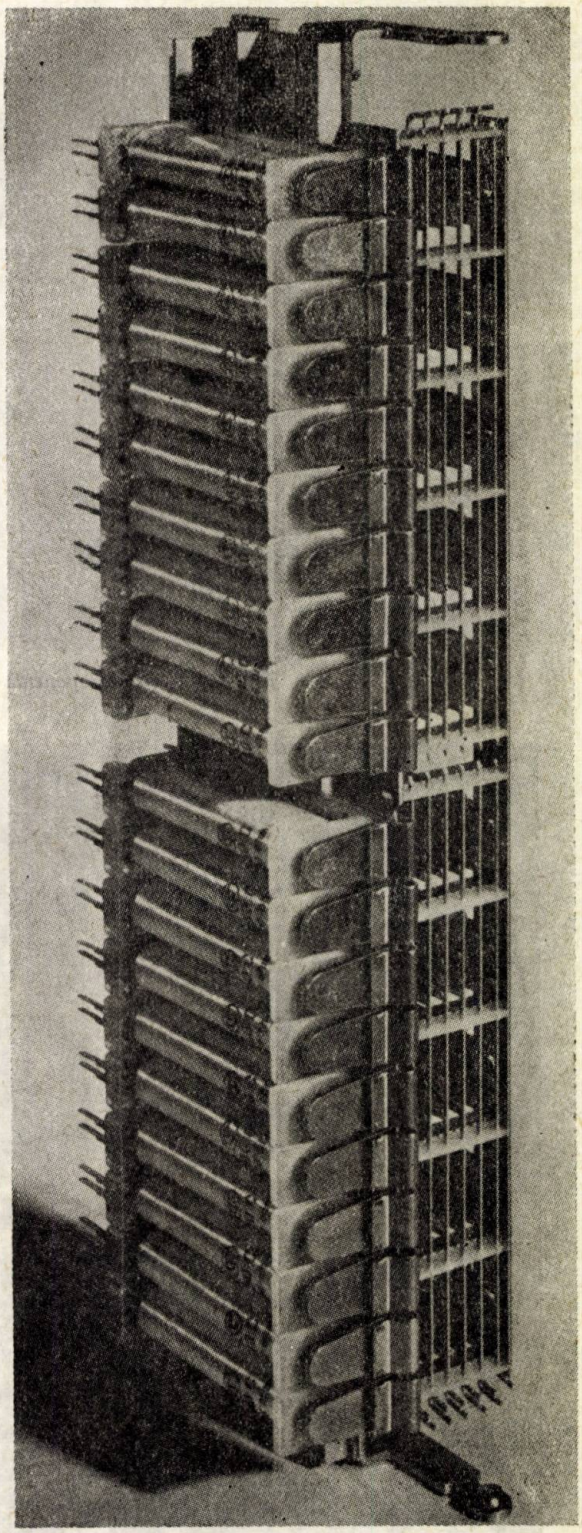


Fig. 7. *Releu multiplu*

Releul multiplu este un aparat mixt, care seamănă cu selectorul — după multiplajul vertical şi orizontal al contactelor — şi cu releele —

după utilizarea bobinelor separate de relee pentru acționare. El cuprinde 20 de relee obișnuite, cu mecanisme de acționare independente, montate pe același suport, unul sub altul (fig. 7). El se montează în poziție verticală. Fiecare releu posedă 11 contacte de lucru, care se stabilesc între o serie de contacte mobile (acționate de fiecare releu în parte) și contactele fixe, comune pentru cele 20 de relee. Aceasta constituie multiplajul releului multiplu.

Multiplajul poate fi realizat după nevoie, fie numai pentru prima grupă de zece relee, fie pentru ambele grupe de zece relee ale releului multiplu.

Există două tipuri de releu multiplu, folosite în echipamentul de tip Pentaconta, și anume: relee multiple reversibile, care folosesc aceleași bobine ovale ca releele-standard, și relee multiple echipate cu bobine speciale.

Releul multiplu funcționează similar cu releul-standard. Multiplajul dintre releele multiple este executat din fire goale, întinse între terminale, ca la selectoarele Crossbar.

*Releele telefonice quintuple*

Releul quintuplu este format din cinci relee de dimensiuni reduse. Fiecare releu are un singur contact de lucru, dar toate cele cinci contacte au un punct comun. Două relee quintuple se montează pe un singur suport comun, pentru a se face economie de spațiu, acestea împreună neocupînd un spațiu mai mare decît un releu-standard.

În figura 8 sînt reprezentate patru relee quintuple montate pe două suporturi. Ele se montează pe ramă tot prin *cuțite*, ca și releele-standard. Aceste relee se folosesc pentru înregistrarea numerotației zecimale, sub formă de cod „2 din 5". După cum se observă în figură, fiecare contact este dublu, în scopul de a se asigura un contact sigur.

*Contor magnetic*

Înregistrarea și distribuția informațiilor pentru efectuarea selecției în sistemul Pentaconta se realizează prin contorul magnetic.

După cum se poate observa în figura 9, contorul magnetic se compune dintr-o singură bobină *1*, dintr-un suport în formă de L *2* și din zece armături independente *3*, care acționează fiecare cîte un singur contact *4*. Fiecare armătură, cu excepția primei, are două poziții de repaus diferite (distanța întrefierului diferită): o poziție de repaus absolut (distanța mare a întrefierului) și o poziție de repaus intermediar, denumită *poziție de preparare* (distanța mică a întrefierului), care se obține în mod mecanic cînd armătura precedentă și-a terminat complet funcțiunea sa.

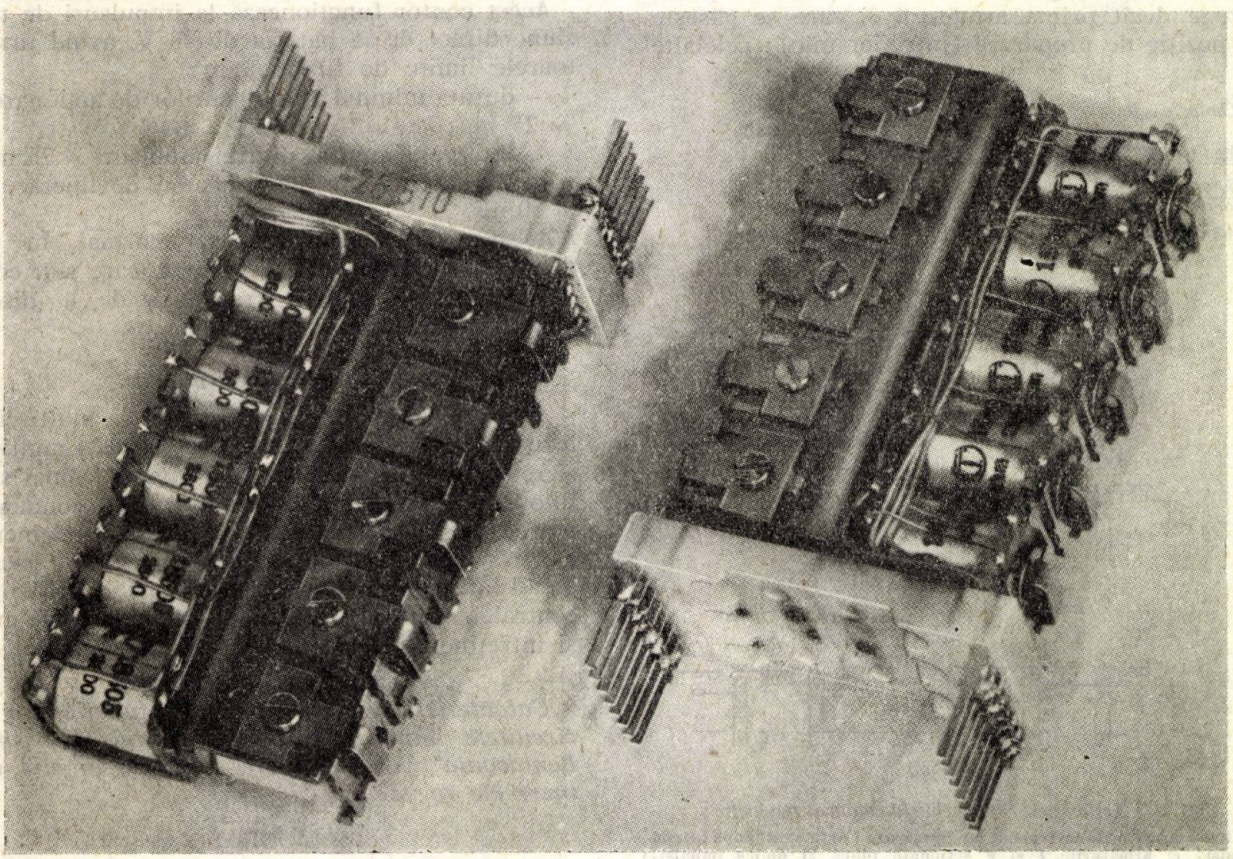


Fig. 8. *Relee quintuple*

În scopul de a se reține (memoriza) numărul de informații primite succesiv, armăturile aduse în poziție de lucru sînt menținute în poziția acționată de fluxul remanent al miezului, care este fabricat în acest scop din oțel-carbon.

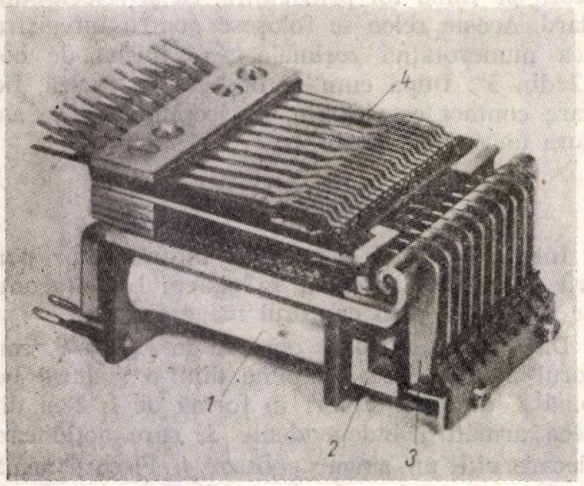



Fig. 9. *Contor magnetic*

Funcționarea este următoarea: la trecerea primului impuls prin înfășurarea contorului magnetic, fluxul magnetic creat de bobină nu poate atrage decît prima armătură *3*, care se găsește în poziție de preparare (întrefier mic); celelalte

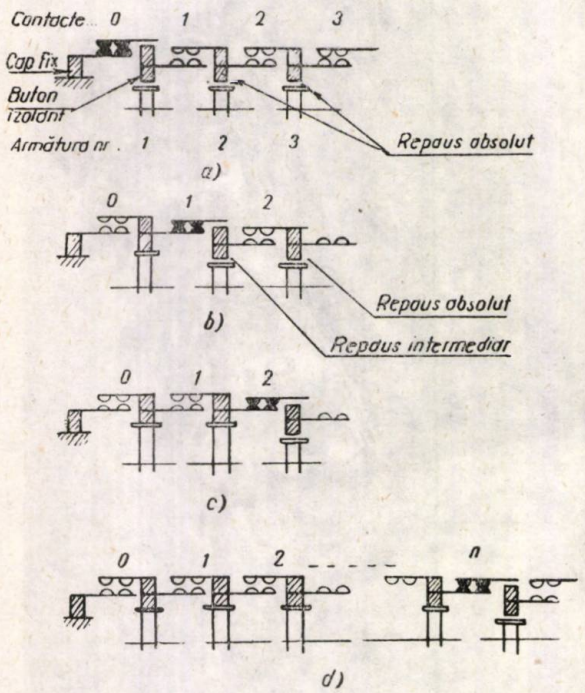



Fig. 10. *Acționarea contactelor la contorul magnetic*:
*a* – toate armăturile în repaus; *b* – armătura *1* acționată (după primul impuls); *c*) armăturile *1* și *2* acționate (după al doilea impuls); *d*) armăturile *1* . . . *n* acționate (după *n* impulsuri)

două armături fiind în poziție de repaus absolut (întrefier mare) nu pot fi atrase. Prin atragerea primei armături se va închide primul contact al contorului. În timpul atragerii acestei armături, prin construcție mecanică, armătura a doua este adusă în poziție de *repaus intermediar*. Prima armătură, după dispariția primului impuls, este reținută de către fluxul magnetic remanent al miezului. La al doilea impuls, bobina contorului este din nou acționată și armătura *2* este atrasă. În acest moment se închide contactul *2* al contorului, contactul *1* se desface, iar armătura *3* este adusă, tot mecanic, în poziția de repaus intermediar. Recepția celorlalte impulsuri se face în mod similar, armăturile dinaintea ultimului impuls transmis menținîndu-se atrase, iar armătura următoare preparîndu-se pentru a fi atrasă la un nou impuls. Contactele contorului se închid succesiv, ultimul contact închis fiind cel corespunzător ultimului impuls.

În figurile 10 *a, b, c, d*, este reprezentat modul de acțiune al contorului magnetic.

Astfel în figura 10, *a*, se observă că, în poziția cu toate armăturile în repaus, este făcut numai contactul *0*. Apoi, la acționarea armăturii *1* (fig. 10, *b*) se închide contactul *1* și se deschide contactul *0*. În continuare, la acționarea armăturilor, armăturile precedente rămîn atrase, iar contactele se comută succesiv (fig. 10, *c, d*).

În această figură se pot vedea și pozițiile de repaus absolut și intermediar al armăturilor.

Acest contor funcționează la impulsuri de tensiune direct de la bateria de 48 V, avînd următoarele limite de funcționare:

— durata minimă a impulsurilor de acționare = = 25 ms;

— intervalul minim dintre impulsuri = 25 ms;

— durata minimă a impulsului de liberare = = 50 ms.

Acest contor funcționează normal în cadența de 10 impulsuri pe secundă, care sînt echivalente cu impulsurile transmise de la discul aparatului telefonic.

## *Diverse materiale*

În afară de aparatele principale, ca multiselectorul Crossbar, releele-standard, releele multiple și releele-contor, în sistemul Pentaconta mai sînt folosite și componente diverse, ca: condensatoare, rezistențe, varistoare, redresoare, elemente electronice (diode trazistoare), reglete, jacuri etc. Toate aceste elemente participă la circuitele centralei, sînt montate în așa fel încît cablarea și întreținerea lor să fe cît mai simplificate.

* * *

*Caracteristicile, principiul de funcționare și circuitele importante ale sistemului „Crossbar-Pentaconta" vor fi tratate succesiv, în alte numere ale revistei.*

BIBLIOGRAFIE

[1] *Les appareils du système Pentaconta* — CGCT — Franța.

[2] *Le système Pentaconta type 1 000* — Bell Téléphone — Belgia.

[3] BOBOC, P.: *Aparate și instalații de telefonie.* București, Editura didactică și pedagogică, 1963.

Ing. DAN ŞERBĂNESCU

# Reacţia negativă globală la emiţătoarele de imagine

## I. INTRODUCERE

Principiul reacţiei negative este fundamental pentru întreaga automatică modernă. Radiotehnica, în cadrul căreia a fost descoperit acest principiu, îl foloseşte astăzi în cele mai variate scopuri; performanţele excelente ale majorităţii sistemelor moderne de transmitere a informaţiei se datoresc în mare măsură utilizării reacţiei negative.

Emiţătoarele de radiodifuziune utilizează de mult reacţia negativă pentru îmbunătăţirea liniarităţii şi a reducerii zgomotului de fond.

În emiţătoarele de imagine pentru televiziune, realizarea unei reacţii globale în întreaga bandă video este practic imposibilă, deoarece nu se poate ajunge la un compromis util între eficacitate şi stabilitate. Într-adevăr, datorită numărului mare de etaje şi a benzii foarte largi, defazajele introduse la capetele benzii nu permit utilizarea unui factor de reacţie suficient de ridicat, care să aducă avantajele susmenţionate, fără ca stabilitatea sistemului să fie compromisă.

Cu toate acestea, utilizînd reacţia negativă doar pentru stabilizarea nivelului de stingere şi eventual şi a puterii de vîrf la ieşirea emiţătoarelor, se obţin, cu montaje relativ simple, avantaje deosebit de importante şi anume:

— este cea mai eficace metodă de combatere a zgomotului de fond datorat redresoarelor de înaltă tensiune, permiţînd astfel utilizarea de filtre simple. Zgomotul de fond se datorează modulaţiei parazite cu frecvenţa reţelei şi armonicele ei şi este deosebit de supărător pe imagine;

— asigură menţinerea constantă a puterii de ieşire la variaţii ale tensiunilor de alimentare, sau cu îmbătrînirea tuburilor de putere;

— asigură funcţionarea corectă a sistemului de limitare a supraalbului; fără stabilizarea nivelului de stingere la ieşirea emiţătorului s-ar putea ca la scăderi chiar nu prea mari ale tensiunii de alimentare să apară supramodulaţie în etajele de putere; în acest caz reziduul de purtătoare obligatoriu s-ar pierde şi s-ar produce perturbaţii puternice ale sunetului însoţitor la receptoarele cu cale comună (intercarrier).

Este adevărat că sistemul nu îmbunătăţeşte şi liniaritatea pentru sistemul de luminanţă, însă tuburile şi montajele moderne asigură şi fără reacţie negativă, indici de liniaritate foarte buni, chiar pentru televiziunea în culori. De altfel neliniarităţile etajelor de putere se compensează de obicei predistorsionînd corespunzător semnalul în etajele video de mică putere.

Uneori sistemul de stabilizare automată a nivelului de stingere este completat şi cu un sistem de menţinere automată a nivelului de sincronizare (puterea de vîrf) pentru a păstra un raport constant între impulsurile de sincronizare şi semnalul total, asigurînd astfel funcţionarea corectă a etajelor separatoare şi a sistemelor C A A de la receptoare.

Ambele sisteme sînt simple şi sigure în funcţionare şi nu reclamă reglaje critice.

Aproape fără excepţie, toate emiţătoarele moderne utilizează sisteme de stabilizare automată a nivelelor la ieşirea emiţătoarelor cu ajutorul reacţiei negative.

## II. SCHEMA BLOC ŞI PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE

În figura 1 este prezentată schema bloc a sistemului de stabilizare automată a nivelului de stingere.

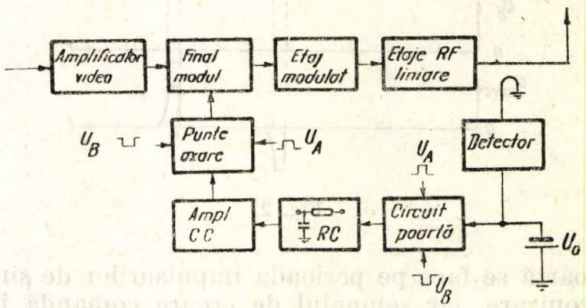



Fig. 1

Etajul modulat al amplificatorului este legat galvanic cu etajul modulat pe grilă şi este prevăzut cu o punte de axare, pentru restabilirea componentei continue.

Reglînd nivelul de axare, se modifică punctul de funcţionare al etajului modulat, deci profunzimea de modulaţie. Axarea se face pe nivelul de stingere, deschizînd punţea pe palierul posterior al impulsului de stingere. Cînd nu se foloseşte reglajul automat, axarea se face pe o tensiune fixă, corespunzătoare unui punct de funcţionare normal pentru tubul modulat.

La funcţionarea automată (fig. 2) se compară nivelul de stingere obţinut la ieşirea unui detector cuplat cu fiderul principal, cu o tensiune continuă etalon. Comparaţia se face deschizînd un circuit poartă cu impulsurile folosite şi la axare. Semnalul de eroare, dacă există, este transmis sub formă de impulsuri amplificatorului de c. c., apoi punţii de axare şi modifică în sens compensator punctul de funcţionare al etajului modulat.

Lanţul de reacţie este deci închis intermitent cu frecvenţa liniilor (sau cu dublul ei, la impulsuri de egalizare). Rezultă că toate perturbaţiile oricît de lente, cu frecvenţă mai mică decît frecvenţa liniilor, apărute nedorit în lanţul reglat, vor fi reduse corespunzător coeficientului de reglaj al sistemului automat.

Pentru stabilizarea nivelului impulsurilor de sincronizare la ieşirea emiţătorului, sistemul este asemănător (fig. 3): deschiderea circuitului

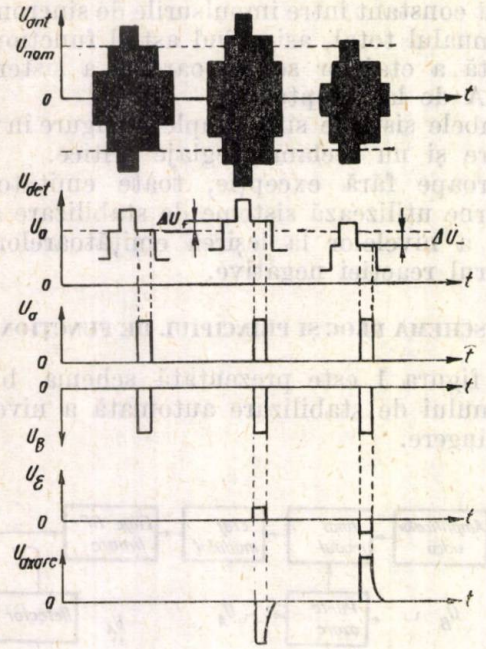



Fig. 2

poartă se face pe perioada impulsurilor de sincronizare, iar semnalul de eroare comandă în sens compensator pragul de limitare al unui etaj limitor din lanţul de refacere a sincroimpulsurilor.

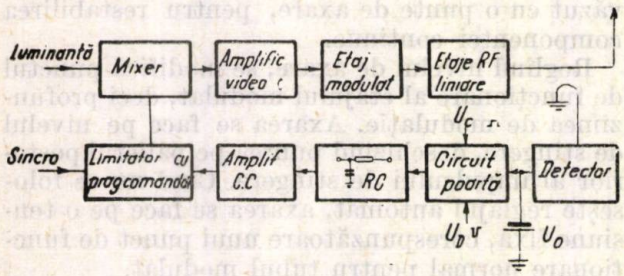



Fig. 3

### III. ANALIZA SISTEMULUI DE REGLAJ AUTOMAT

Avem de-a face cu un sistem tipic de reglaj automat în care se recunosc :

— elementul reglat : lanţul de emisie (modulator, etaj modulat, etaje liniare de putere de radiofrecvenţă) ;

— mărimea reglată : nivelul de stingere (sau de sincronizare) ;

— traductorul : detectorul ;

— elementul de comparaţie : tensiunea etalon ;

— organul de comparaţie : circuitul poartă ;

— elementul de acţionare : puntea de axare (sau limitorul cu prag comandat).

Vom folosi notaţiile :

$\Delta u_i$ — abaterea iniţială (fără reacţie) a nivelului de stingere faţă de nivelul nominal, la ieşirea emiţătorului ;

$\Delta u_f$ — abaterea finală (cu reacţie) ;

$\Delta u_c$ — semnalul de compensaţie datorat reacţiei ;

$u_\varepsilon$ — semnalul de eroare la ieşirea circuitului poartă ;

$A_0$ — funcţia de transfer a lanţului reglat ;

$\eta_D$ — funcţia de transfer a detectorului, inclusiv cuplajul cu fiderul ;

$A_R$ — funcţia de transfer a lanţului de reacţie propriu-zis (amplificatorul de c.c., filtrul $RC$).

Toate mărimile sînt tensiuni şi toate funcţiile de transfer sînt amplificări de tensiune.

Evident, toate funcţiile de transfer sînt dependente de frecvenţă şi timp. Banda lanţului reglat, a emiţătorului, este cuprinsă între aproape o Hz şi 6,5 MHz (referitor la înfăşurătoarea video) ; banda amplificatorului de c.c., este de asemenea largă. Filtrul $RC$ este o celulă de integrare a cărei frecvenţă caracteristică este de ordinul zecilor de kHz. La frecvenţele la care lanţul reglat şi amplificatorul de c.c. încep să introducă defazaje, modulul amplificării pe bucla de reacţie deschisă este foarte mic, datorită filtrului $RC$. Deci, dacă factorul de reacţie nu este prea mare, putem considera cu bună aproximaţie :

$$\frac{d}{d\omega} A_0(\omega) = 0\,;\; A_0(\omega) = A_0\,; \frac{d}{d\omega}\eta_D(\omega) = 0$$

$$\eta_D(\omega) = \eta_D\,;\; A_R(j\omega) = \frac{A_R}{1 + j\omega RC}$$

În cele ce urmează vom considera toate funcţiile ca find liniare.

1. *Regimul staţionar.* Considerînd lanţul de reacţie închis pe durată infinită vom avea :

$$\Delta u_f = \Delta u_{f0} \qquad (1)$$

— Ecuaţia elementului reglat :

$$\Delta u_{f0} = \Delta u_i + \Delta u_c\,; \qquad (2)$$

— Ecuaţia traductorului şi elementului de comparaţie :

$$u_\varepsilon = \eta_D \cdot \Delta u_{f0}\,; \qquad (3)$$

— Ecuaţia elementului de acţionare :

$$\frac{\Delta u_c}{A_0} = -A_R \cdot u_\varepsilon\,; \qquad (4)$$

— La echilibru, găsim relaţia fundamentală ;

$$\Delta u_{f0} = \frac{\Delta u_i}{1 + \eta_D \cdot A_0 \cdot A_R} = \frac{\Delta u_i}{K}\,; \qquad (5)$$

unde $K = \frac{\Delta u_i}{\Delta u_{f0}} = 1 + \eta_D \cdot A_0 \cdot A_R$; (6)

este coeficientul de reglaj al sistemului automat.

Am obținut rezultatul cunoscut : cu cît amplificarea în bucla de reacție deschisă este mai mare, cu atît eficacitatea reglajului automat este mai mare.

2. *Regimul tranzitoriu.* Avînd în vedere că lanțul de reacție se închide periodic, pe durate bine definite, relativ scurte (2—3 μs), analiza în regim staționar nu permite decît o apreciere calitativă a fenomenului.

Desfășurarea procesului de reglaj trebuie studiată în timp, deoarece în bucla de reacție este inclus filtrul *RC* integrator, pentru care este cunoscută relația :

$$u_{intr} = u_{ies} + RC \frac{\mathrm{d}}{dt} u_{ies}; \quad (7)$$

Considerînd că celelalte elemente ale lanțului sînt fără inerție, ecuațiile (2—4) împreună cu relația (7), vor forma sistemul :

$$\Delta u_f = \Delta u_i + \Delta u_c; \quad u_\varepsilon = u_{\varepsilon f} + RC \frac{\mathrm{d}}{dt} u_{\varepsilon f}$$

$$u_\varepsilon + \eta_D \cdot \Delta u_f; \quad \frac{\Delta u_c}{A_0} = -u_{\varepsilon f} A_R \quad (8)$$

care conduce la ecuația diferențială :

$$RC \frac{\mathrm{d}}{dt} \Delta u_f + (1 + \eta_D \cdot A_0 \cdot A_R) \Delta u_f =$$

$$= RC \frac{\mathrm{d}}{dt} \Delta u_i + \Delta u_i \quad (9)$$

Vom considera că perturbația variază relativ lent, adică pe perioada relativ scurtă a procesului de reglaj putem scrie :

$$\frac{\mathrm{d}}{dt} \Delta u_i = 0$$

Ecuația (9) devine :

$$RC \frac{d(\Delta u_f)}{K \Delta u_f - \Delta u_i} = -dt; \quad (9')$$

cu soluția :

$$\frac{RC}{K} \ln (K \Delta u_f - u_i) = -t + \ln C$$

Determinăm constanta $C$ punînd condiția inițială :

— pentru $t = 0$, $\Delta u_f = \Delta u_i$

Obținem :

$$\Delta u_f = \frac{\Delta u_i}{K} \left[ 1 + (K - 1) \, e^{-\frac{K}{RC} t} \right] \quad (10)$$

Relația (10) ilustrează desfășurarea în timp a procesului automat. Se pot face următoarele observații :

— procesul se desfășoară aperiodic, lucru deosebit de important, deoarece nu este alterat palierul impulsului de stingere, cum s-ar întîmpla dacă regimul tranzitoriu ar avea caracter oscilant ;

— constanta de timp a sistemului cu buclă închisă este de $K$ ori mai mică decît a filtrului $RC$ ;

— se verifică soluția (5) pentru regimul staționar :

$$\text{pentru } t \to \infty, \quad \Delta u_f = \Delta u_{f0} = \frac{\Delta u_i}{K}$$

Se pot trage concluzii deosebit de utile pentru proiectare. Într-adevăr, considerînd că procesul de stabilire definit pentru $\Delta u_f = 1{,}1 \; \Delta u_{f0}$, se termină pe durata fiecărui impuls de axare ($\tau_{ax}$), se poate determina relația între coeficientul de autoreglaj $K$ și constanta de timp $RC$ a filtrului :

$$RC \leqslant \frac{K}{\ln 10 \; (K - 1)} \tau_{ax}; \quad (11)$$

Coeficientul de autoreglaj $K$ se determină din necesitățile de stabilizare și caracteristicile proprii emițătorului.

Pentru stabilitatea sistemului este avantajos ca filtrul să aibă constanta de timp cît mai mare, fiind însă, limitată de condiția (11).

3. *Stabilitatea sistemului.* Cu aproximațiile făcute :

— toate elementele sistemului sînt liniare ;

— singurul element care introduce defazaje în banda de lucru a sistemului este filtrul $RC$, funcția de transfer a sistemului cu buclă deschisă este :

$$A(j\omega) = \frac{\eta_D \cdot A_0 \cdot A_R}{1 + j \omega RC}. \quad (12)$$

Se știe că un astfel de sistem este absolut stabil, oricît de mare ar fi modulul coeficientu-

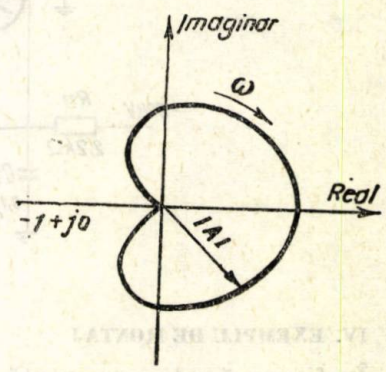



Fig. 4

lui de reglaj (cu criteriul lui Nyquist, fig. 4, punctul $-1 + j0$, nu va fi niciodată inclus de hodograful lui $A(j\omega)$).

Cu toate acestea, în practică se limitează coeficientul de autoreglaj $K$ la valori de ordinul zecilor pentru următoarele considerente :

— deriva şi zgomotul amplificatorului de c.c., precum şi instabilitatea sursei etalon devin cu atît mai supărătoare, cu cît creşte $K$ ;

— pentru perturbaţiile obişnuite, valori ale lui $K$ de ordinul zecilor sînt suficiente pentru a asigura indici ridicaţi ai emiţătorului, în ceea ce priveşte zgomotul de fond şi stabilizarea puterii. De altfel perturbaţiile de valori prea mari trebuie evitate prin însăşi construcţia emiţătorului, deoarece, pentru a le compensa, sistemul cu reacţie negativă poate muta punctele de funcţionare ale etajelor în zone cu neliniarităţi inadmisibile ale caracteristicilor ;

— pentru valori foarte mari ale lui $K$, aproximaţiile făcute anterior nu mai sînt valabile şi poate fi compromisă stabilitatea sistemului.

2 kW, lucrînd în banda III. Modulaţia se realizează cu etajul anteprefinal.

Etajul final al amplificatorului video este o variantă a montajului cascod („repetor catodic ultraliniar", „supercatodină") cuplat galvanic cu etajul prefinal, etaj video obişnuit cu corecţie complexă. Pe grila acestuia din urmă se restabileşte componenta continuă cu ajutorul punţii de axare formată de diodele $D1-D4$. Nivelul de axare (deci punctul de funcţionare al etajului modulat) poate fi reglat manual (comutatorul $K$ pe poziţia „manual") cu ajutorul potenţiometrului $R_{19}$, sau automat, prin lanţul de reacţie negativă.

O sondă directivă plasată la ieşirea emiţătorului extrage semnalul necesar lanţului de reacţie. Tensiunea de radiofrecvenţă este detectată cu diodele $D_9, D_{10}$. Se realizează detecţia ambelor alternanţe pentru a se corecta media celor două

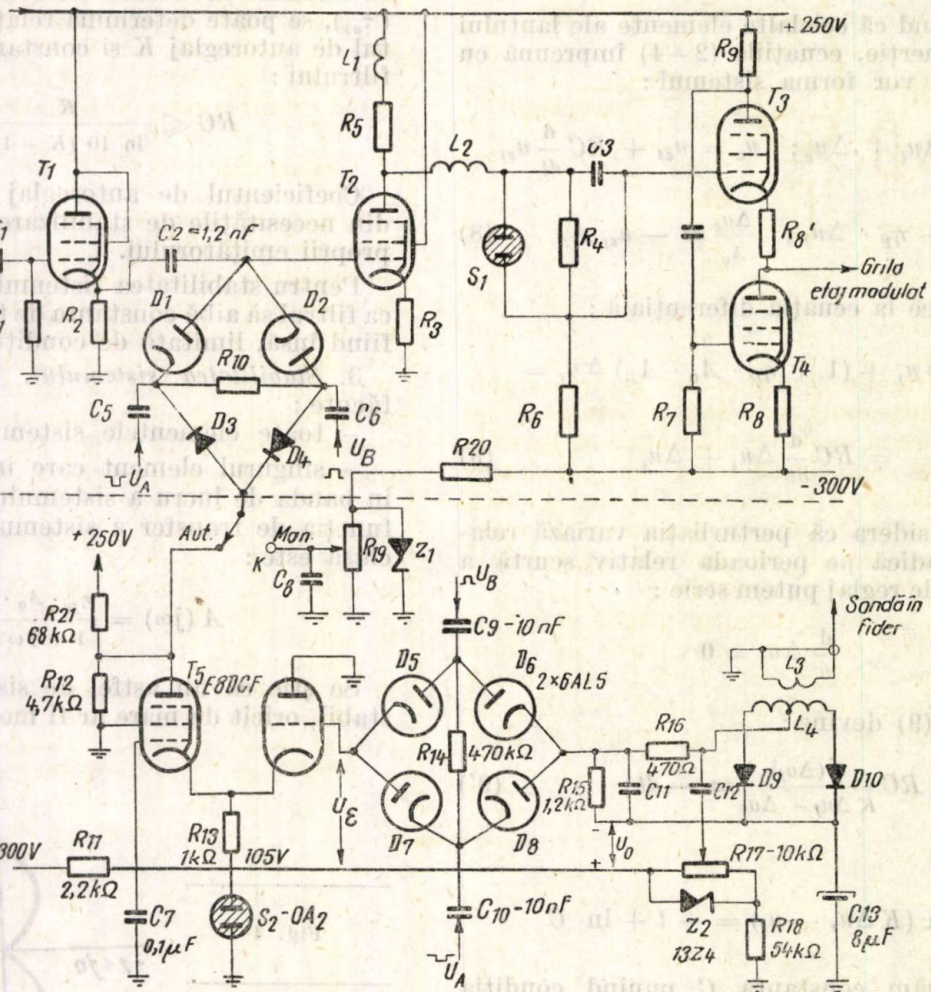



Fig. 5

### IV. EXEMPLU DE MONTAJ

În figura 5 este prezentată schema de principiu simplificată a unui sistem de stabilizare automată a nivelului de stingere, folosit la un emiţător de imagine cu puterea de vîrf de

părţi ale înfăşurătoarei. La bornele rezistenţei $R_{15}$ se obţine semnalul video. Tensiunea de referinţă $U_0$ se reglează cu ajutorul potenţiometrului $R_{17}$ şi se aplică în serie cu semnalul video, însă inversată ca semn. Circuitul poartă

$D_5$—$D_8$ lucrează ca un întrerupător care se închide pe perioada impulsului de stingere şi transmite amplificatorului de c.c., semnalul de eroare provenit din diferenţa dintre nivelul de stingere şi tensiunea de referinţă $U_0$.

Amplificatorul de c.c., este realizat cu tubul dublu $T_5$, într-un montaj cu cuplaj catodic, de bandă relativ largă.

Filtrul $RC$ este constituit din rezistenţa de sarcină a amplificatorului de c.c., ($R_{12} \parallel R_{21}$) şi condensatorul de cuplaj $C_2$ ($RC \cong 5\mu s$).

Se remarcă uşor că pe întreaga buclă de reacţie se transmite componenta continuă.

Coeficientul de reglaj al sistemului este $K \cong \cong 30$.

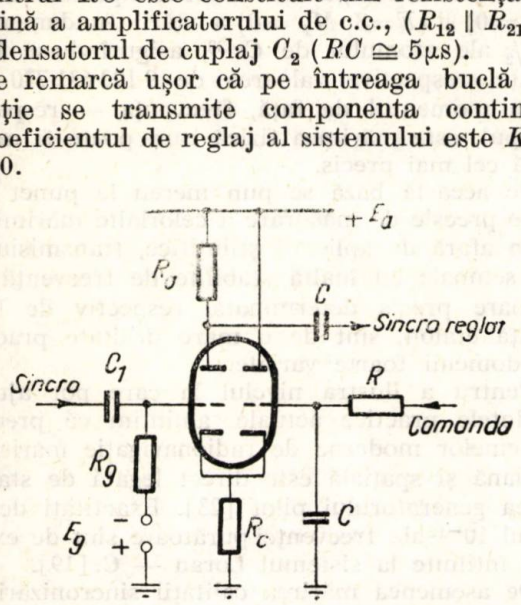



Fig. 6

Toate tensiunile continue sînt riguros stabilizate (stabilitronul $S_2$, diodele Zener $Z_1$ şi $Z_2$). Se utilizează diode cu vid numai în locurile unde diodele semiconductoare nu corespund datorită rezistenţei inverse insuficiente. Pentru a se evita cuplajele, tuburile din lanţul de reacţie sînt alimentate din înfăşurători separate ale transformatorului de încălzire.

Puntea de axare şi circuitul poartă sînt deschise în acelaşi timp de impulsurile de axare $U_A$ şi $U_B$ (între vîrfuri circa 12 $V_{vv}$), cu durata de 2μs şi sosesc întotdeauna după impulsurile de sincronizare pe palierul impulsului de stingere.

Formarea acestor impulsuri are loc în felul următor : impulsurilor de sincronizare li se aplică o mică întîrziere (circa 1 μs) şi apoi se derivează. Impulsul corespunzător frontului posterior se amplifică şi se limitează, apoi se aplică unui etaj inversor cu sarcină distribuită. Pe catodul şi anodul acestuia se obţin astfel impulsurile $U_A$, respectiv $U_B$.

Din impulsurile rezultate prin derivarea frontului anterior al sincroimpulsurilor se fabrică prin acelaşi procedeu impulsurile necesare deschiderii circuitului poartă din sistemul de stabilizare a nivelului de sincronizare (tensiunile $U_C$ şi $U_D$, fig. 3).

Pentru ca să se poată folosi şi acest sistem, este obligatoriu ca emiţătorul să fie prevăzut cu sistem de refacere a semnalului de sincronizare. Lanţul de reacţie este identic cu cel din figura 5, însă elementul de acţionare este un limitator cu prag comandat (fig. 6).

De remarcat că montajele nu introduc modificări în lanţul de emisie propriu-zis şi se pot adapta relativ uşor la emiţătoarele de tip mai vechi, fără reglaje automate.

## V. CONCLUZII

Sistemele de reglaj automat pentru nivelele de stingere şi sincronizare la ieşirea emiţătoarelor de imagine, permit obţinerea de indici ridicaţi în ceea ce priveşte zgomotul de fond, constanţa puterii de ieşire, comoditatea de exploatare. Nu sînt afectaţi ceilalţi indici ai emiţătorului. Montajele sînt simple şi sigure în funcţionare şi nu necesită reglaje speciale. Se pot adapta relativ uşor sisteme de reglaj automat şi la emiţătoarele de tip mai vechi.

## BIBLIOGRAFIE


[1] FINK, D. — *Television Engineering Handbook*, Mc. Graw Hill, London.

[2] MEEROVICI, ZELICENKO, — *Tehnica impulsurilor*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1958.

[3] CARTIANU, GH. — *Ciastotnaia moduliaţiia*, Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1962.

[4] KAPLANOV, LEVIN — *Avtomaticeskaia podstroika ciastott*, Gosudarstvennoe Izdatelstvo, Moskva, 1952.

Ing. FLORIN ȚINTĂ

# Transmiterea frecvențelor etalon prin radio

## INTRODUCERE

Importanța transmisiilor de frecvență etalon și necesitatea comparării la distanță a etaloanelor de frecvență și timp sînt de multă vreme recunoscute.

Primele transmisii de frecvențe etalon prin radio datează din anul 1923 [3].

În anul 1924 au avut loc primele comparări internaționale pe baza transmisiilor radioelectrice; prin colaborarea instituțiilor de stat engleze, americane și germane s-au comparat atunci frecvențele purtătoare a 17 stații de emisie lucrînd în domeniul undelor lungi [1], [6].

În ultimii 40 ani tehnica etaloanelor de frecvență și de timp, a măsurării și comparării frecvențelor a realizat un progres important și rapid, aproape nemaiîntîlnit în alte domenii ale metrologiei [2], [3], [9], [17].

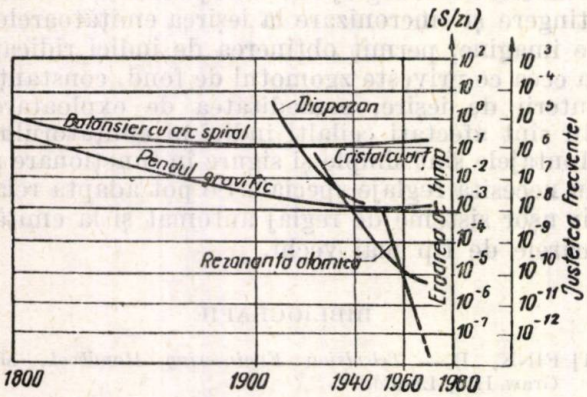



Fig. 1

Necesitățile științei și tehnicii contemporane cer o măsurare din ce în ce mai precisă a frecvențelor și timpului, o sincronizare mondială a acestor etaloane, o difuzare cît mai largă a semnalelor de frecvență etalon și timp.

Stabilitatea și precizia de comparație a etaloanelor de frecvență și timp ce folosesc oscilații electromagnetice (și care ca etalon, reprezintă un ansamblu unitar) a atins valori foarte ridicate, pînă la ordinul de mărime $10^{-13}$ [16]. (În cele de față de considieră stabilitatea relativă pentru 24 ore) datorită mai ales dezvoltării etaloanelor atomice de frecvență [10], [11].

Nu este de presupus că performanțele se vor limita la acest ordin de mărime; examinarea curbelor din figura 1 arată că etaloanele atomice nu par a fi ajuns la limita posibilităților. În orice caz, precizia de măsurare a timpului pe această cale a depășit cu mult precizia metodelor astronomice.

Acest fapt va determina în viitorul apropiat, adoptarea unei noi definiții a secundei, unitate fundamentală a Sistemului Internațional de unități.

Rezoluția nr. 5 a Conferinței generale de măsuri și greutăți [20] precizează etalonul provizoriu, prin tranziția între nivelele hiperfine ($F=4$, $M_F=0$) și ($F=3$, $M_F=0$) a stării fundamentale $2S^1/_2$ ale atomului de $Cs^{133}$, asigurîndu-se frecvenței respective valoarea de 9 192 631 770 Hz.

În momentul de față, frecvența — respectiv timpul, este mărimea fizică care poate fi măsurată cel mai precis.

Pe această bază se pun mereu la punct metode precsie de măsurare a celorlalte mărimi.

În afară de aplicații științifice, transmisiunile de semnale cu înaltă stabilite de frecvență, de valoare precis determinată, respectiv de frecvență etalon, sînt de o mare utilitate practică în domenii foarte variate.

Pentru a ilustra nivelul la care pot ajunge cerințele practice actuale, amintim că precizia sistemelor moderne de radionavigație maritimă, aeriană și spațială este direct legată de stabilitatea generatorului pilot [23]. Exactități de ordinul $10^{-12}$ ale frecvenței purătoare sînt de exemplu întîlnite la sistemul Loran — C [19].

De asemenea mărirea calității sincronizării în transmiterea prin radiorelee a televiziunii prin sistemul sincronizării autonome ar cere o stabilizare zilnică relativă de ordinul $10^{-10}...10^{-11}$ a generatoarelor locale. În cazul în care se dispune de o asemenea stabilitate se pot obține și alte îmbunătățiri ale calității transmisiilor de televiziune, mai ales pentru televiziunea în culori [24].

## TRANSMISIA SEMNALELOR DE FRECVENȚA ETALON PRIN RADIO

Transmisiunile radio constituie mijlocul cel mai utilizat pentru difuzarea frecvențelor etalon și sincronizarea la distanță a etaloanelor [4], [5]. S-au construit radioemițătoare speciale, a căror purtătoare constituie o frecvență etalon.

Dată fiind importanța emisiunilor de frecvență etalon și semnale orare, în cadrul Comitetului Consultativ de Radiocomunicații (C.C.I.R.), comisia VII se ocupă în mod special de această problemă. Conform ultimelor sale recomandări [18], se consideră că în etapa actuală este necesar ca abaterile de frecvență pentru semnale etalon să nu depășească $5.10^{-10}$ din frecvența nominală (avizul 374 înlocuind vechiul aviz 319). Tendința manifestată actualmente este să se reducă această toleranță la $1.10^{-10}$

Grație emisiilor de frecvență etalon pe unde miriametrice ($\lambda > 10\,000$ m) s-a putut realiza o sincronizare intercontinentală a frecvenței. Radioemițătoarele respective sînt pilotate de etaloane de frecvență, avînd o stabilitate relativă a

frecvenței purtătoare de ordinul $10^{-11}$ și ating puteri radiate pînă la 1 000 kW. Un număr mare de asemenea emițătoare se află pe continentul american. Simpla folosire a unor receptoare adecuate permite utilizatorilor apropiați realizarea unui etalon de frecvență cu înaltă stabilitate care rezolvă ieftin și comod necesitatea unor instalații pretențioase și costisitoare. Comportînd dispozitive mai complicate, comparațiile de frecvență pe unde miriametrice sînt însă posibile la distanțe ce pot depăși 10 000 km [21]. Totuși stabilitatea de fază de-a lungul traseului, corelată cu fenomenul de fading, afectată în special în orele de răsărit și apus al soarelui [22] constituie un factor limitativ al preciziei de comparație la distanțe mari.

Sincronizarea mondială a etaloanelor de frecvență la nivelul de precizie actual cere o rețea cît mai deasă de emițătoare de frecvență etalon.

Considerînd necesitățile din ce în ce mai mari ale transmisiilor de frecvență etalon, avizul 375 al C.C.I.R. [18] recomandă în mod expres ca „stații potrivite lucrînd în benzile 5 și 6 (respectiv între 100—10 000 kHz) să fie utilizate în toată măsura posibilă pentru a difuza frecvențe etalon, frecvențele lor purtătoare fiind stabilizate cu înaltă precizie".

Există în momentul de față multe stații de radioemisie care, în afara altor utilizări, difuzează frecvențe etalon. În acest fel este de exemplu utilizată frecvența de 200 kHz, alocată în zona europeană, stației de radiodifuziune britanice Droitwich a cărei purtătoare este stabilizată cu înaltă precizie. Semnalul emis de această stație poate fi folosit în zona occidentală a Europei pentru controlul etaloanelor de frecvență. Se construiesc curent receptoare comparatoare etalon de frecvențe comerciale pe frecvența de 200 kHz [26].

De asemenea o frecvență etalon de 77,5 kHz, foarte convenabilă ca valoare pentru scopuri metrologice, este transmisă de emițătorul vest german DCF 77, care este utilizat și pentru transmisii comerciale de tip Hell. Frecvența purtătoare a acestui emițător este obținută de la un orologiu cu cuarț de mare stabilitate ($10^{-10}$) iar valoarea sa este corectată la intervale de cîteva zile cu ajutorul etalonului atomic de frecvență al instituției metrologice de stat Physicalisch — Technische — Bundesanstalt [8], [25].

Propagarea de undă de sol oferă condiții de bună stabilitate.

În cazul propagării ionosferice, stabilitatea transmisiei și preciziei de comparație pentru frecvențele etalon emise în special în banda 7 este redusă pînă la $10^{-7}$—$10^{-8}$ din cauza efectului Doppler datorit deplasărilor straturilor ionosferei. Recepția stațiilor ce emit pe frecvențele de 5,10 și 15 MHz este îngreunată atît datorită perturbațiilor mutuale, cît și din cauza interferenței provocate de emisiuni ale altor servicii de radiocomunicații.

Folosind propagarea în vizibilitatea directă în domeniul undelor ultrascurte se pot transmite în bune condiții frecvențe etalon pe un plan mai local. În Europa o asemenea soluție este adoptată în Suedia, unde sînt utilizate de exemplu două emițătoare ce emit purtătoare nemodulată pe 100 MHz și 150 MHz. C.C.I.R. recomandă ca și stațiile de radiodifuziune exploatate actualmente în benzile 8 și 9, de exemplu stațiile de televiziune și stațiile cu modulație în frecvență să fie utilizate în măsura posibilă pentru a difuza frecvențe etalon.

A fost de asemenea examinată posibilitatea transmiterii de frecvențe etalon cu ajutorul sateliților artificiali ai pămîntului. Din cauza efectului Doppler și a complexității instalațiilor necesare, utilizarea sateliților pentru transmiterea de frecvențe etalon întîmpină dificultăți care fac ca cel puțin în etapa actuală să nu se pună problema competiției cu sistemele terestre. Totuși sisteme de sateliți sincroni ar putea aduce în viitor unele servicii la compararea la foarte mare distanță a etaloanelor principale de frecvență și timp.

În cazul în care un radioemițător este destinat să emită o frecvență purtătoare etalon, în afară de cerința principală de stabilitate a excitatorului de înaltă frecvență, respectiv a oscilatorului pilot, se fac unele recomandări a căror îndeplinire este în general simplu realizabilă. Pentru a se asigura o precizie cît mai mare este bine ca etajele de înaltă frecvență să nu introducă defazaje variabile în timp, mai ales în intervalul în care se fac măsurări, deoarece în acest fel se introduc erori în comparațiile de frecvență ce utilizează înregistrări de fază. Pentru aceasta, de exemplu la emițătorul DCF 77 [25] se indică personalului de exploatare ca să nu modifice acordurile sau cuplajele în lanțul radiofrecvență în timpul anumitor ore de emisie. Radioemițătoarele moderne care utilizează sistemul blocurilor în paralel, oferă în mod principal posibilitatea îndeplinirii acestei cerințe în condiții mai bune prin corectarea automată a defazajelor ce pot apărea în timpul funcționării. Fazele tensiunilor de radiofrecvență de la ieșirile blocurilor pot fi continuu comparate cu cea a generatorului pilot — care este suficient de stabilă — și corectate automat.

Dacă emițătorul este modulat în amplitudine, lucrînd de exemplu în serviciu de radiodifuziune, este indicat ca etajele modulate să prezinte o curbă de rezonanță simetrică față de frecvența purtătoare. În caz contrar rezultă simultan și o modulație parazită de fază [7] care ar putea deranja într-o oarecare măsură operațiile de comparație, în special prin metode oscilografice, deși prin mediere în timp, acest inconvenient se elimină. Aceleași recomandări sînt valabile și pentru circuitele de antenă.

## COMPARAȚIA ETALOANELOR LOCALE CU SEMNALELE DE FRECVENȚĂ ETALON

Pentru semnalele de frecvență purtătoare etalon se utilizează în general receptoare cu amplificare directă și acord fix [12], [13], [14].

Comparațiile de frecvență se pot face și în timpul în care emițătorul este modulat. În cazul modulației în amplitudine, dacă se dorește ca să se obțină prin recepție un semnal etalon de amplitudine constantă, se elimină benzile laterale de modulație cu ajutorul unor filtre de bandă îngustă. Receptorul Rochar [26] folosește de exemplu în acest scop un filtru cu cuarț. Se obțin rezultate foarte bune pe această cale, cîtă vreme emițătorul nu este supramodulat.

notează cu $f_c$ frecvența de comparație, cu $f_s$ frecvența semnalului recepționat și cu $f_o$ frecvența etalonului local. În cele ce urmează pentru $f_o$ se va considera valoarea normalizată de 100 kHz, de altfel cea mai des întîlnită.

În acest caz abaterea relativă a frecvenței de comparație este egală cu cea a etalonului local.

$$\frac{\Delta f_c}{f_c} = \frac{\Delta f_0}{f_0} \qquad (1)$$

Transpunerea semnalului recepționat pe o frecvență generată de etalonul local este mai avantajoasă, eliminîndu-se în același timp pericolul

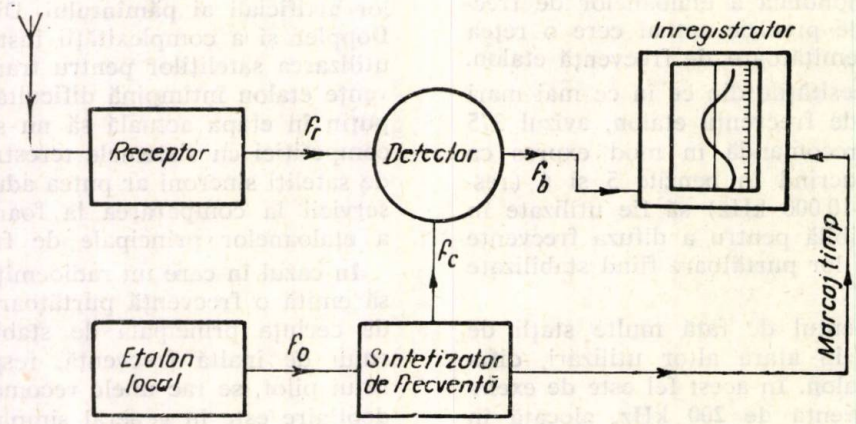



Fig. 2

Etaloanele de frecvență furnizează una sau mai multe frecvențe stabile de valori normalizate. În cazul etaloanelor cu cuarț, frecvența oscilatorului este de 100 kHz, 2,5 sau 5 MHz. Etaloanele atomice, care lucrează de multe ori în combinație cu oscilatoare cu cuarț, generează cel puțin o frecvență stabilizată la una din valorile indicate mai sus. Frecvențele tipice furnizate de etaloanele de frecvență și timp sînt 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz la care se adaugă uneori și altele.

Comparația de precizie a etaloanelor se face prin semnale de frecvențe nominale egale. Valoarea nominală a frecvenței de bătăi e nulă, $f_b = 0$.

În afară de cazurile în care frecvența semnalului etalon recepționat coincide cu una din frecvențele furnizate de etalonul local, este necesar să se folosească sintetizoare de frecvență pentru obținerea unei frecvențe de comparație comune. Aceasta este în special situația la semnalele de frecvență etalon transmise prin purtătoare situate în benzile 4 și 5.

Se poate face de exemplu transpunerea frecvenței etalonului local pe frecvența recepționată, respectiv se sintetizează plecînd de la etalonul local, o frecvență a cărei valoare nominală este egală cu cea a semnalului recepționat, $f_c = f_s$. Se

perturbării recepției frecvenței etalon prin cuplaje parazite cu sintetizorul local.

Se folosește amestecul între frecvența recepționată și frecvențe obținute de la etalonul local și multiplicarea de frecvență. În acest fel se poate face ca abaterea relativă a frecvenței de comparație să fie mai mare decît cea a etalonului local.

$$\frac{\Delta f_c}{f_c} = A\,\frac{\Delta f_0}{f_0} \qquad (2)$$

Factorul $A$ poate fi considerat un indice de merit al schemei de transpunere. Are de asemenea importanță și factorul $B$ de multiplicare a abaterii absolute de frecvență, ce se obține prin transpunere.

$$\Delta f_c = B\,\Delta f_0 \qquad (3)$$

Pe această cale se mărește precizia de comparație pentru un timp de observație dat.

În figurile 2, 3 și 4 sînt prezentate principalele metode de comparație a frecvențelor produse de etaloanele de mare stabilitate, considerate pentru simplicitate în cazul transpunerii frecvenței etalonului local pe frecvența recepționată.

Metoda inregistrării bătăilor pare să fie la prima vedere simplă și expeditivă. Determinarea

frecvenței sau perioadei de bătăi este larg folosită la măsurările obișnuite de frecvențe.

În cazul abaterilor mici de frecvență se poate însă ajunge la o durată de observație destul de mare. De exemplu, la cazul unei frecvențe de comparație $f_c = 100$ kHz, la o stabilitate relativă $\varepsilon = \frac{f_c}{f_c} = 10^{-10}$, perioada frecvenței de bătăi este mai lungă decît o zi. $\left(T_b = \frac{1}{\Delta f_c} = \frac{1}{f_c \cdot \varepsilon} = 10^5 \text{ s}\right)$. În acest timp este necesară o înregistrare continuă în condiții de bună stabilitate. Precizia

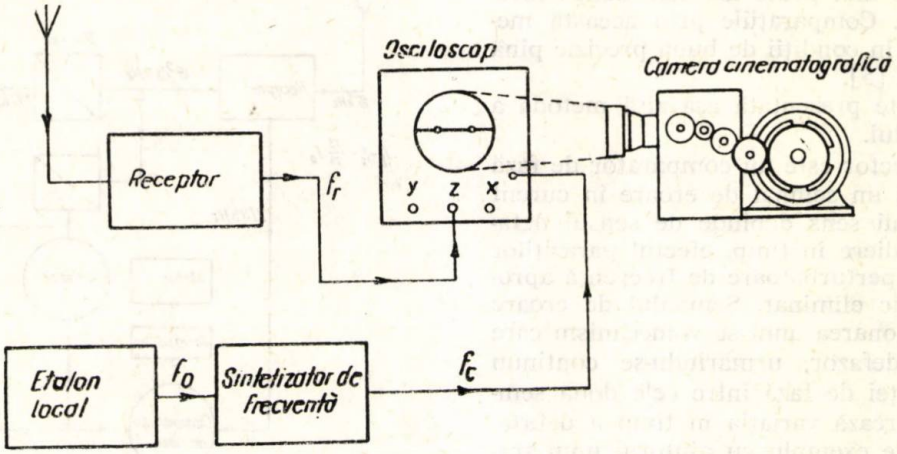



Fig. 3

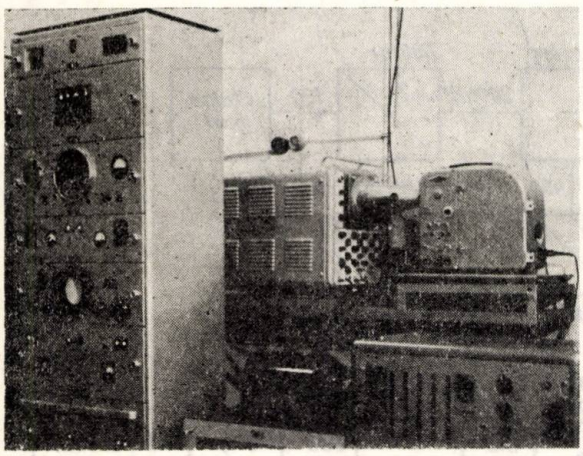


Fig. 3 a

de comparație poate fi alterată de fading și paraziți. Prin multiplicarea frecvenței se poate reduce durata de observație necesară, dar instalația se complică.

Pentru comparații de înaltă precizie se înregistrează variația în timp a defazajului între semnale.

$$\Delta f_c = \frac{d\varphi}{dt} \qquad (4)$$

În cazul metodei oscilografice (fig. 3 a), înregistrarea defazajului se face cu ajutorul unui aparat de filmat special cuplat cu un osciloscop catodic de bună stabilitate. Semnalul etalon recepționat modulează intensitatea fasciculului electronic (axa Z), în timp ce etalonul local sincronizează baza de timp (axa X). Filmul se deplasează continuu cu o viteză constantă și măsurată cu ajutorul unor mărci de timp. Dacă $\Delta f_c$ este constant, apare filmul fotografic o dungă

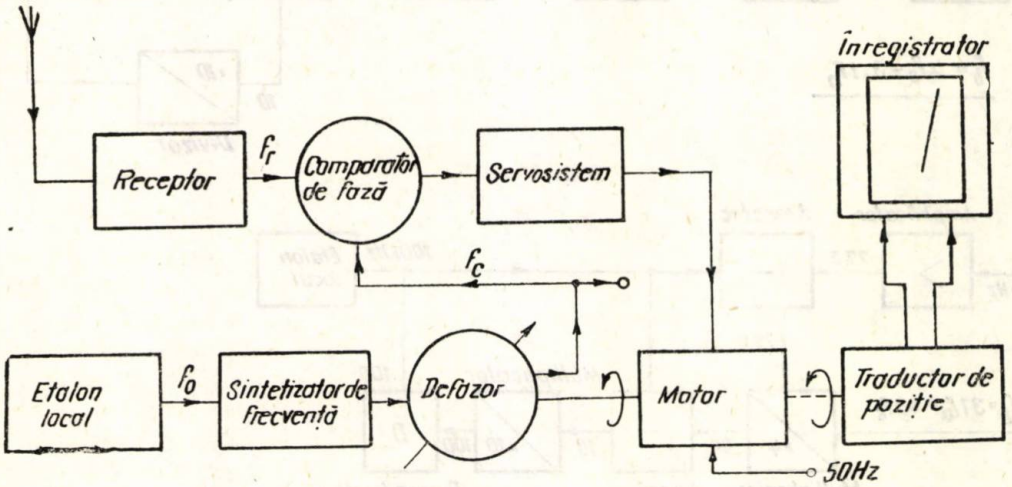



Fig. 4

dreaptă, mai mult sau mai puțin înclinată.

În cazul acestei metode, precizia nu este alterată de fenomene de fading și paraziți pînă la limita în care se mai poate distinge dunga înregistrată de film. Comparațiile prin această metodă se pot face în condiții de bună precizie pînă la distanțe mari [5].

În figura 4 este prezentată așa zisă metodă a servomecanismului.

Elementul director este un comparator de fază care dă la ieșire un semnal de eroare în curent continuu, al cărui sens depinde de sensul defazajului. Prin mediere în timp, efectul paraziților și al semnalelor perturbatoare de frecvență apropiată este practic eliminat. Semnalul de eroare determină funcționarea unui servomecanism care acționează un defazor, urmărindu-se continuu anularea diferenței de fază între cele două semnale. Se înregistrează variația în timp a defazajului introdus, de exemplu cu ajutorul unui traductor de poziție al defazorului goniometric. Diferențele de fază se pot măsura în momentul de față cu foarte mare precizie, ajungînd pînă la o mică fracțiune de grad. Se pot utiliza pentru aceasta fazmetre electronice digitale [27].

Această metodă permite efectuarea corectă a comparațiilor de frecvență chiar în situații în care nivelul perturbațiilor este foarte ridicat [13].

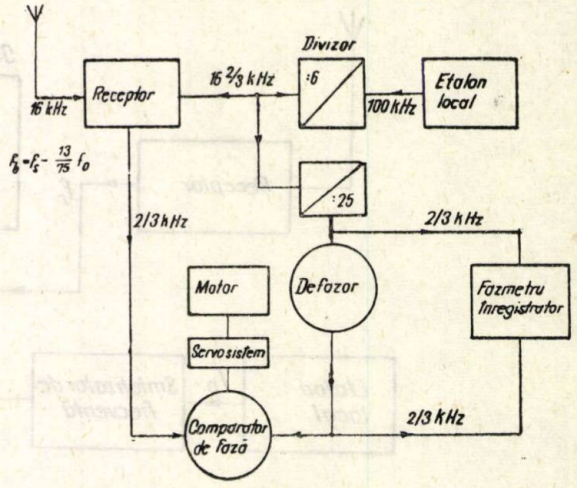



Fig. 5

În figura 5 este redată o schemă de transpunere și comparație pentru folosirea purtătoarei

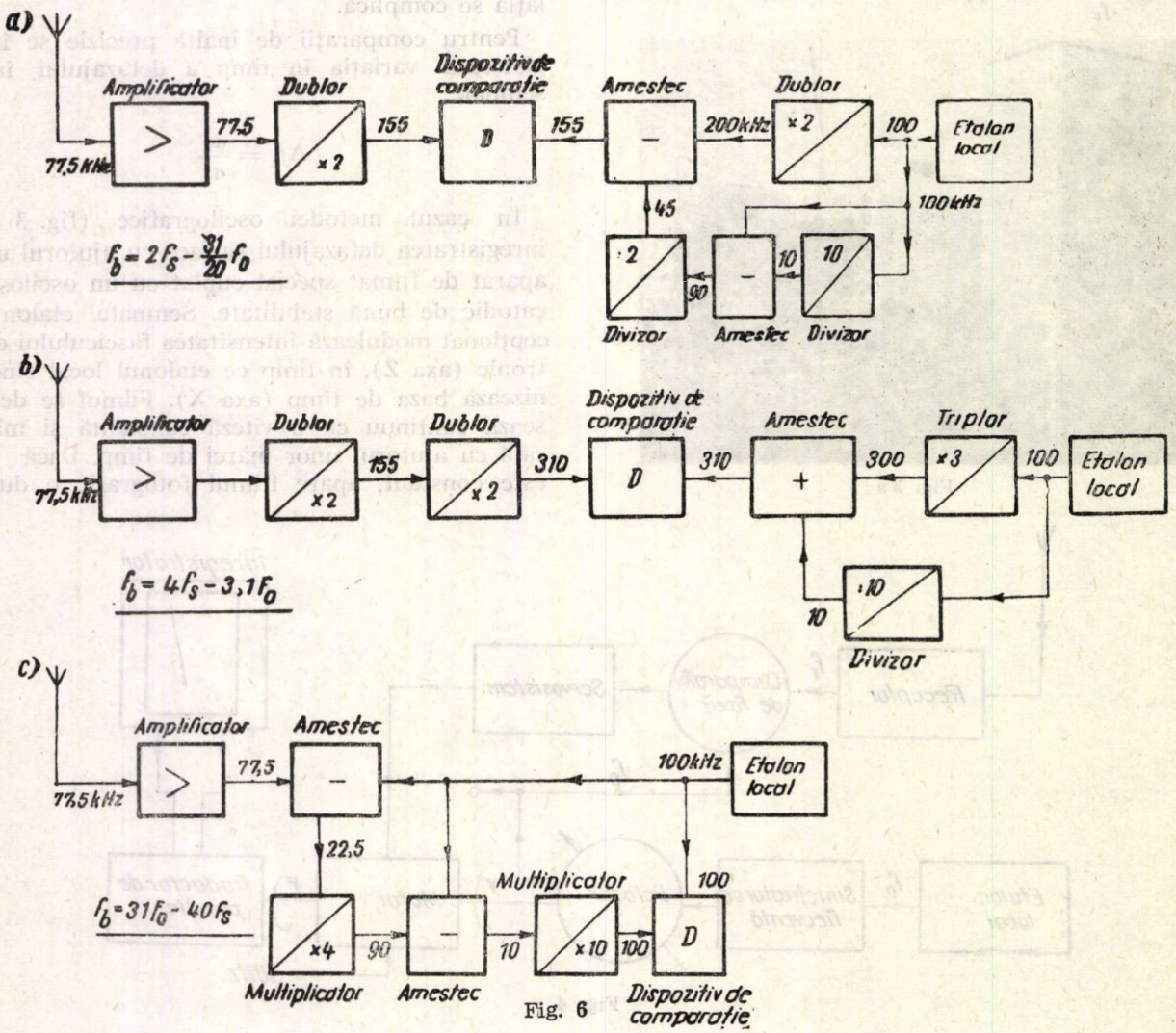



Fig. 6

etalon de 16 kHz a staţiei G.B.R. [12]. Se foloseşte o variantă a metodei servomecanismului. Defazajul introdus pe calea neperturbată a semnalului de comparaţie obţinut direct de la etalonul local se înregistrează cu ajutorul unui fazmetru electronic. Pentru această schemă de comparaţie $A = 26$ iar $B = \frac{13}{75}$.

În figura 6 sînt prezentate trei scheme de transpunere de frecvenţă corespunzătoare staţiei DCF 77 pe 77,5 kHz [25].

Factorii corespunzători acestor scheme sînt:

a) $A = 1$; $B = 1{,}55$
b) $A = 1$; $B = 3{,}1$
c) $A = 31$; $B = 31$

Dacă se face abstracţie de problemele constructive, pe baza acestor criterii, se poate considera că schema din figura 6*c* este cea mai avantajoasă.

Schemele de comparaţie şi metodele mai sus expuse pot fi utilizate şi pentru studierea stabilităţii de fază a semnalului recepţionat în cazul în care se dispune de un etalon local de stabilitate superioară.

### FOLOSIREA FRECVENŢEI DE 155 kHz CA SISTEM ETALON

Pe frecvenţa de 155 kHz funcţionează, conform convenţiilor internaţionale, emiţătorul naţional de mare putere al României, care are astfel una din cele mai mari lungimi de undă folosite pentru radiodifuziune. Această frecvenţă, situată aproape de limita inferioară a benzii 5, este foarte convenabilă ca frecvenţă etalon. Faptul că valoarea sa nu este un multiplu simplu al valorilor normalizate pentru etaloanele de frecvenţă poate fi considerat ca un avantaj, deoarece în acest fel se elimină pericolul perturbării recepţiei de către armonicele generatoarelor locale.

Pentru această valoare a frecvenţei, propagarea prin undă de sol se face în condiţii foarte bune, iar propagarea ionosferică este practic neglijabilă în cursul zilei. În acest fel sînt realizate condiţii de bună stabilitate a fazei pe intervale de timp mari şi la distanţe mari de staţia de emisie.

Este de remarcat că această frecvenţă are o valoare exact dublă faţă de cea a emiţătorului de frecvenţă etalon DCF 77.

Dacă se examinează schemele de transpunere de la fig. 6 *a* şi 6 *b*, se poate observa că trecerea pe frecvenţa de 155 kHz reprezintă în aceste cazuri prima operaţie de recepţie. Aceste montaje pot fi deci utilizate direct şi pentru compararea etaloanelor de frecvenţă, cu un semnal de 155 kHz, eliminîndu-se primul dublor de frecvenţă la recepţie.

Purtătoarea emiţătorului de radiodifuziune pe 155 kHz este utilizată mai avantajos pentru comparaţii prin schemele de transpunere din figurile 7, 8 şi 9. Aceste scheme au fost alese în aşa fel încît să ofere cu un număr minim de etaje de amestec şi multiplicare factori A şi B cît mai mari. Pentru toate aceste scheme A = 31 şi se pot obţine rezultate la fel de bune cu cele din cazul schemei 6 *c* şi mai bune decît pentru restul schemelor prezentate mai înainte (fig. 5, 6 *a* şi 6 *b*).

Realizarea unei frecvenţe de comparaţie de 100 kHz, valoare normalizată pentru etaloanele de frecvenţă sau de un submultiplu tipic, simplifică construcţia şi uşurează interpretarea rezultatelor.

Dacă este cazul, eliminarea modulaţiei se poate face prin filtre cu bandă foarte îngustă (cu cuarţ) pe frecvenţa purtătoarei, dar în acest scop este poate mai indicat să se efectueze filtrajul pe o frecvenţă transpusă.

Schema de transpunere din figura 7 a fost reprezentată numai în varianta corespunzătoare

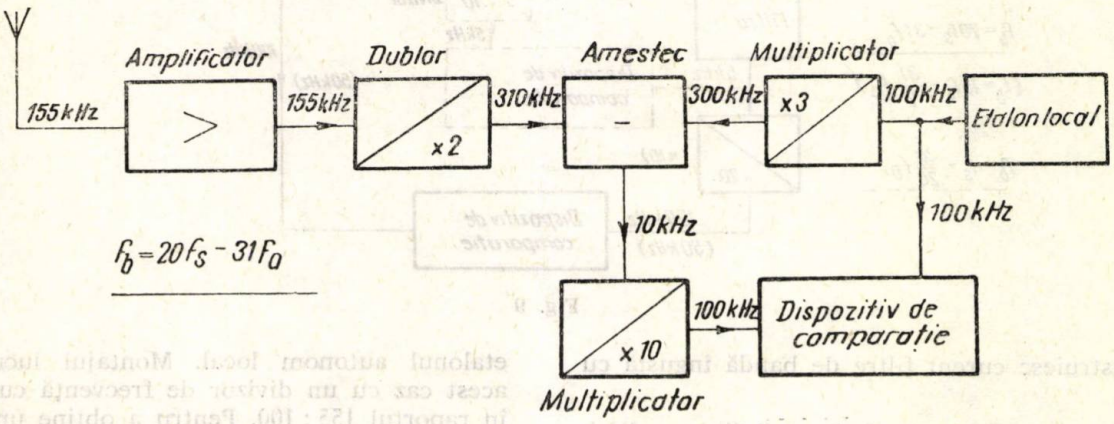



Fig. 7

frecvenţei de comparaţie de 100 kHz. În acest caz $B = 31$. Comparaţia se poate face şi pe 10 kHz. Pentru un etalon local în care este inclus în mod normal divizorul corespunzător, adoptarea frecvenţei de comparaţie 10 kHz simplifică

montajul prin eliminarea multiplicatorului x 10. Factorul A rămîne evident acelaşi, iar $B_{10}$ =3,1. În figura 8 este prezentată o schemă de transpunere, ce comportă două etaje de amestec şi în care este indicată atît varianta în care frecvenţe sub 30 Hz nu sînt practic transmise prin radioemiţătoare de tipul celui considerat.

Pe baza schemelor de transpunere din figurile 7, 8 şi 9 se pot construi receptoare etalon de frecvenţă utilizabile în zonele în care cîmpul

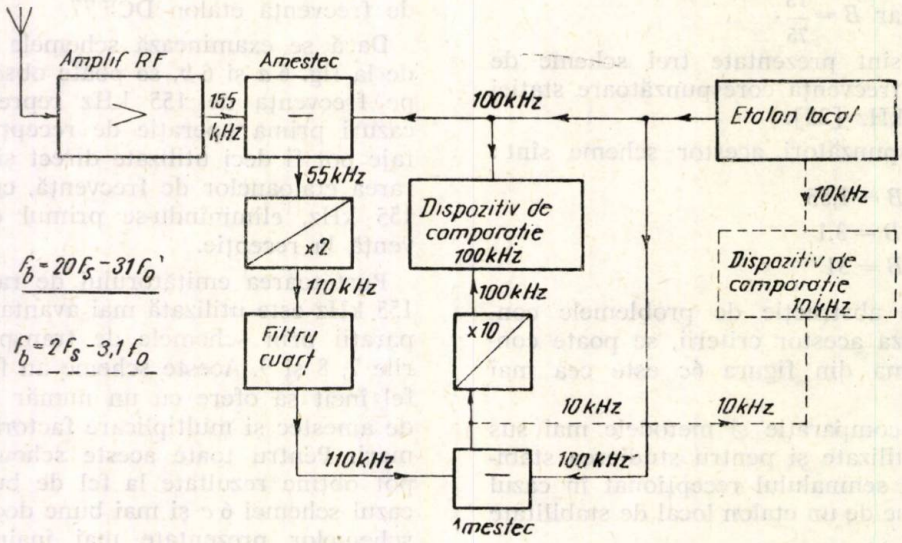



Fig. 8

venţa de comparaţie este 100 kHz, cît şi cea pentru 10 kHz (linie întreruptă). Eliminarea modulaţiei se poate face aici în mod convenabil pe frecvenţa transpusă de 110 kHz, pentru care

radioelectric este mai mare de 1 mV/m. Dacă se realizează o legătură de reacţie pe calea semnalului de 100 kHz şi sînt îndeplinite condiţiile de fază, într-o asemenea schemă se poate elimina

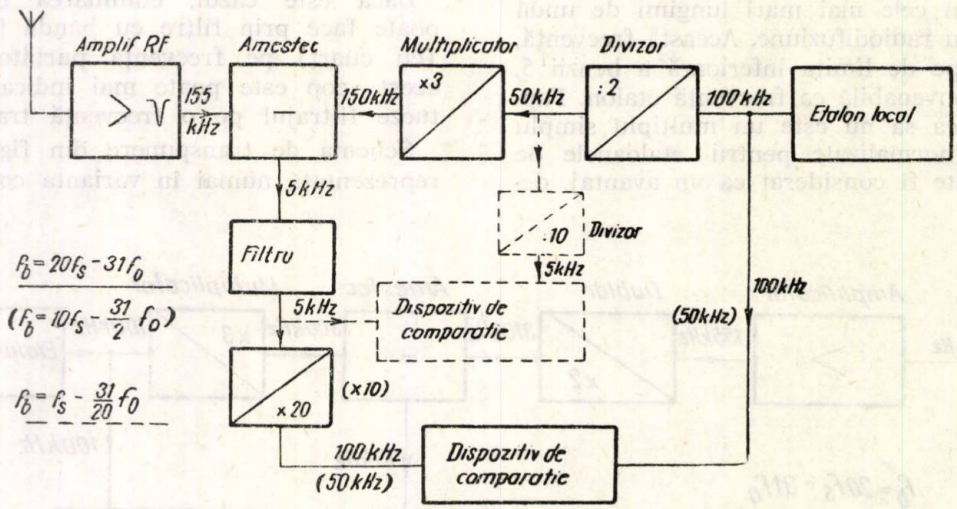



Fig. 9

se construiesc curent filtre de bandă îngustă cu cuarţ.

Schema din figura 9 oferă posibilitatea eliminării modulaţiei prin filtre de bandă ce pot fi realizate fără cristale de cuarţ pe frecvenţa transpusă de 5 kHz. Un prim filtraj la recepţie trebuie să elimine benzile laterale pînă sub 5 kHz, iar al doilea filtraj, pe frecvenţa de 5 kHz poate elimina modulaţia pînă sub 30 Hz. Frecetalonul autonom local. Montajul lucrează în acest caz cu un divizor de frecvenţă cu reacţie, în raportul 155 : 100. Pentru a obţine un semnal etalon de 100 kHz cu amplitudine constantă este bineînţeles necesar să se folosească filtre pentru eliminarea modulaţiei. Pentru a atinge stabilităţi pînă la ordine de mărime ridicate prin recepţie, circuitele acordate şi filtrele folosite trebuie să nu prezinte caracteristici de fază variabile în timp.

## PRODUCEREA SEMNALULUI ETALON DE 155 kHz

Cerinţele actuale de stabilitate pentru semnale de frecvenţă etalon impun condiţii deosebite generatorului pilot. Generarea frecvenţelor ce se transmit prin radio nu se face în general utilizînd oscilatori ce lucrează direct pe frecvenţa respectivă, ci sintetizoare de frecvenţă. Un asemenea sintetizor produce un semnal ce se obţine prin divizare, amestecul şi multiplicarea de frecvenţe provenind de la ieşirea normalizată a unui etalon de bază.

Etaloanele atomice oferă actualmente cele mai înalte stabilităţi de frecvenţă, dar simplitatea întreţinerii şi buna siguranţă în exploatare, foarte importantă în cazul unui emiţător de radiodifuziune trebuie de asemenea luate în consideraţie. Stabilităţi relative de ordinul $10^{-10}$ corespunzătoare nivelului actual al cerinţelor pentru semnale de frecvenţă etalon pot fi realizate cu ajutorul oscilatoarelor cu cuarţ, care sînt avantajoase în ceea ce priveşte întreţinerea şi exploatarea. [28]

Prelucrarea cristalelor de cuarţ pentru anumite frecvenţe normalizate poate fi făcută în condiţii tehnice bine puse la punct şi există posibilitatea de a sorta, dintr-o serie, piese cu performanţe excelente. Cu asemenea piese se realizează orologiile cu cuarţ de înaltă precizie. La obţinerea unui cristal de cuarţ pe o frecvenţă nenormalizată cum este cea de 155 kHz, nu se beneficiază de avantajele de mai sus; astfel nu se poate conta în acest caz pe o stabilitate mai bună de $10^{-7}$. Sinteza frecvenţei de 155 kHz se poate face destul de simplu pornind de la frecvenţe de valori normalizate. În schemele de sinteză prezentate în figura 11 s-a considerat ca punct de plecare frecvenţa de 100 kHz. Se pot concepe multe asemenea scheme; au fost alese cele mai simple şi care oferă condiţii de bună stabilitate a semnalului produs.

Generatorul pilot poate folosi un oscilator cu cuarţ de frecvenţă normalizată sau chiar un orologiu cu cuarţ de foarte bună calitate, comercial. În acest ultim caz se folosesc în mod avantajos divizoarele de frecvenţă încorporate orologiului la care se adaptează circuitele de sinteză, care pot fi eventual construite la comandă de întreprinderea producătoare.

Pentru a controla şi asigura justeţea frecvenţei, respectiv fazei semnalului emis este necesar să se facă comparaţii cu etaloane de ordin superior.

Dacă pentru sinteză se pleacă de la un orologiu cu cuarţ se pot face la staţie comparaţii simple

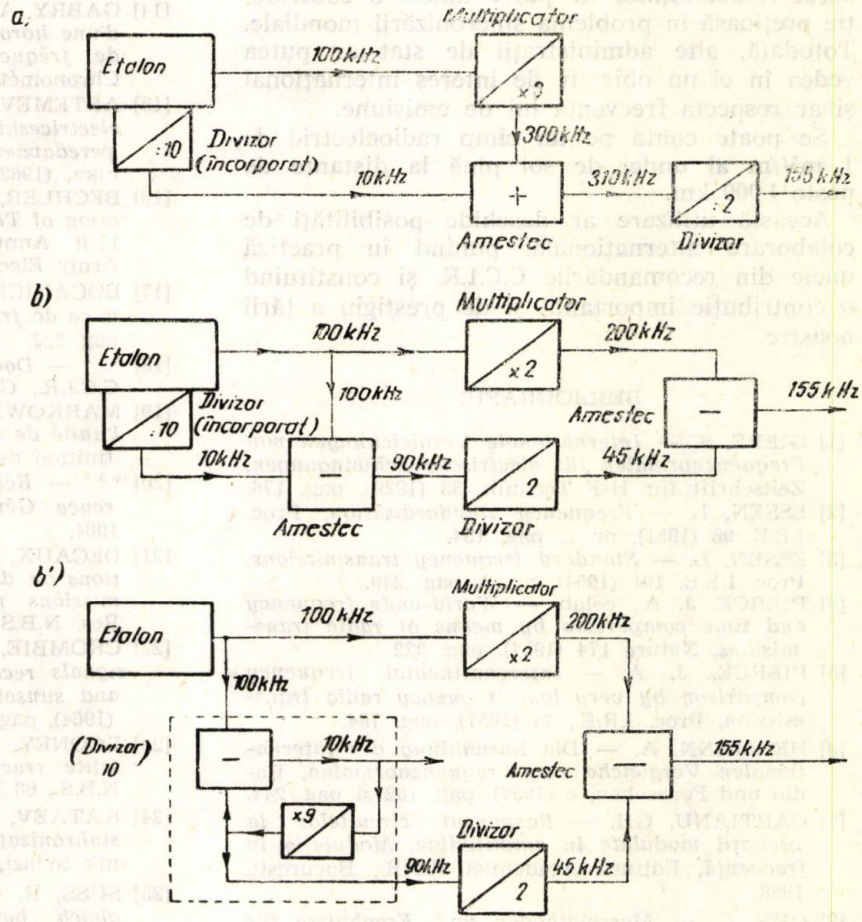



Fig. 10

pe baza emisiunilor de semnale orare controlate de Biroul Internaţional al Orei.

Este indicat şi comod pentru exploatare să se facă comparaţii de precizie cu un etalon naţional de frecvenţă la Institutul de Metrologie, de unde se pot transmite periodic indicaţiile de corecţie corespunzătoare.

### OBSERVAŢII

Utilizarea emiţătorului de radiodifuziune pe 155 kHz pentru transmiterea de frecvenţe etalon, concomitent şi fără a influenţa difuzarea programului normal — care se întinde practic pe tot timpul zilei, creează în R.S.R. posibilitatea de a efectua comod măsurări de înaltă precizie în multe domenii de activitate, de a realiza o foarte bună sincronizare a timpului, de a dispune simplu şi economic de surse sau etaloane de frecvenţă de foarte mare stabilitate şi justeţe.

Puterea actuală a emiţătorului este de 120 kW şi se prevede mărirea ei la 1 200 kW în viitorul apropiat. Acest emiţător va deveni astfel unul dintre cele mai puternice din Europa. Prin aceasta şi prin amplasarea sa în zona sud-estică a Europei, unde nu se poate beneficia de un cîmp puternic al altor staţii de frecvenţe etalon, acest radioemiţător ar putea aduce o contribuţie preţioasă în problema sincronizării mondiale. Totodată, alte administraţii de stat ar putea vedea în el un obiectiv de interes internaţional şi ar respecta frecvenţa lui de emisiune.

Se poate conta pe un cîmp radioelectric de 1 mV/m al undei de sol pînă la distanţe de peste 1 000 km.

Această utilizare ar deschide posibilităţi de colaborare internaţională, punînd în practică unele din recomandările C.C.I.R. şi constituind o contribuţie importantă şi de prestigiu a ţării noastre.

BIBLIOGRAFIE


[1] GIEBE, S. — *Internationale Vergleichungen von Frequenznormalen für electrische Schwingungen*, Zeitschrift für H-F Technik, 33 (1929), pag. 176.

[2] ESSEN, L. — *Frequency standardisation*, Proc. I.E.E. 98 (1951), nr. 2, pag. 154.

[3] ESSEN, L. — *Standard frequency transmissions*, Proc. I.E.E. 101 (1954), nr. 3, pag. 249.

[4] PIERCE, J. A., colab. — *World-wide frequency and time comparison by means of radio transmisions*, Nature 174 (1954), pag. 922.

[5] PIERCE, J. A. — *Intercontinental frequency comparison by very low frequency radio transmission*, Proc. I.R.E., 45 (1957), pag. 794.

[6] HERMANN, A. — *Die Entwiklung der internationalen Vergleiche von Frequenznormalen*, Radio und Fernsehen, 6 (1957), pag. 182 şi pag. 244.

[7] CARTIANU, GH. — *Răspunsul circuitelor la oscilaţii modulate în amplitudine. Modulaţia în frecvenţă*, Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1958.

[8] OHE, G. — *Messmethoden und Ergebnisse für die Normalfrequenzaussendungen der P.T.B. über den Sender DCF77*, N.T.Z., 12 (1959), pag. 374.

[9] MERRIL, F. G. — *Frequency and time standards*, I.R.E. Trans. I—9 (1960), pag. 374.

[10] MOCKLER, R. C., colab. — *Atomic beam frequency standards*, I.R.E. Trans., I—9 (1960), pag. 121.

[11] BENDER, P. L. — *Atomic frequency standards and clocks. „Quantum electronics — A Symposium"*, Columbia Univ. Press. (1960), pag. 110.

[12] GABRY, A. — *Appareil de mesure automatique pour la comparaison de fréquences etalon*, Onde Electrique, 40 (1960), nr. 8, pag. 782.

[13] LOONEY, C. H. — *A very low frequency (VLF) sincronizing system*. Proc. I.R.E., 49 (1961), pag. 448.

[14] GABRY, A. — *Réglage automatique de la marche d'une horologe a quartz au moyen des émissions de fréquence étalon*, Annales Françaises de Chronométrie, 16 (1962), pag. 71.

[15] ARTEMEVA, E. V., colab. — *Izmerenie ciastoti electriceskih colebanii po obrazţovîm ciastotam peredavaemîmi radiostanţiami*, Izmeritelnaia Tehnika, (1962), nr. 10, pag. 50.

[16] BECHLER, R. E., colab. — *Experimental evaluation of Thalium beam frequency standard*. Proc. 17th Annual Symp. Frequency Control., U.S. Army Electronic Research Lab., (1963), pag. 392.

[17] BOCANICIU, T. — *Compararea etaloanelor atomice de frecvenţă*, Metrologia Aplicată, 10 (1963), pag. 222.

[18] *** — *Documents de la X^e Assemblée Plénière C.C.I.R.*, Genève, 1963, vol. 3 şi 4.

[19] MARKOWITZ, W. — *Nouvelle definition de l'unité de temps*, Comité Consultativ pour la Définition de la Seconde (3^e session 1963), pag. 27.

[20] *** — *Résolutions adoptées par la XII^e Conférence Générale des Poids et Mesures*, Paris, 1964.

[21] DECAUX, B., colab. — *Some particular observations on diurnal phase variations of VLF transmissions received in Paris*, Radio Science J. Res. N.B.S., 68 D (1964), pag. 21.

[22] CROMBIE, D. D. — *Periodic fading of VLF signals received over long paths during sunrise and sunset*, Radio Science J. Res. N.B.S., 68 D (1964), pag. 27.

[23] LOONEY, C. H. — *VLF utilisation at NASA satelite tracking station*, Radio Science J. Res. N.B.S., 68 D (1964), pag. 43.

[24] KATAEV, S. I., colab. — *Povişenie kacestva sinhronizaţii v mejdugorodnom televidenii*, Vestnik Sviazi, 24 (1964), nr. 5, pag. 9.

[25] SÜSS, R. — *Uhren und Präzisionsfrequenzvergleich bei Verwendung der Normalfrequenzaussendungen des Senders DCF 77*, Zeitschrift für Instrumentkunde, 72 (1964), pag. 225.

[26] *** — *Rochar electronique Notice A. 931. Récepteur comparateur étalon de fréquence.*

[27] BELL, E. C., colab. — *Digital measurement of mean phase Shift*, Electronic Engineering, 34 (1962), pag. 664.

[28] *** Rohde & Schwarz Frequenznormal XSD.

Ing. THEODOR DĂNILĂ

# Supercatodina

## 1. Introducere

În ultimul timp, în schemele de televiziune se foloseşte din ce în ce mai mult montajul numit supercatodină sau repetor catodic White.

În literatura noastră de specialitate încă nu există un termen consacrat pentru acest montaj.

Denumirea din literatura franceză „supercathodine" pare să sublinieze faptul că montajul respectiv este echivalent cu un repetor catodic cu parametrii superiori (pantă echivalentă mai mare, impedanţă de ieşire mai mică) şi o vom adopta.

Pentru a justifica interesul crescînd manifestat faţă de supercatodină, comparativ cu repetorul catodic, vom da cîteva exemple din care rezultă avantajele de ordin practic oferite de prima.

Anticipînd asupra rezultatelor studiului supercatodinei, amintim că în timp ce un repetor catodic prezintă o impedanţă de ieşire $\approx 1/S$, supercatodina prezintă o impedanţă de ieşire de multe ori mai mică, $\approx \frac{1}{k} \cdot \frac{1}{S}$ în care $k \gg 1$.

Să considerăm cazul unui amplificator de canal de cameră din instalaţia unei regii tehnice a unui studio de televiziune; în mod obişnuit, un asemenea amplificator, în schemele moderne de studiouri, furnizează patru sau mai multe ieşiri de semnal video.

Soluţia tehnică, folosind repetoare catodice, arată ca în figura 1. Se observă că orice defec-

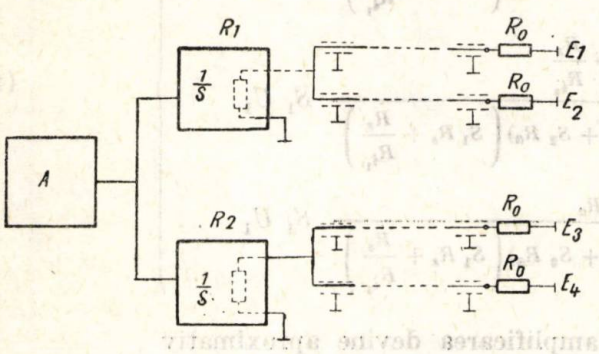



Fig. 1. *Etaj de ieşire folosind repetoare catodice*: $R_1$, $R_2$ repetoare catodice; $A$ – amplificator video

ţiune, aranjamente sau manevre pe ieşirile $E_1$, $E_3$ perturbă ieşirile $E_2$, $E_4$. Practic, nu se poate realiza identitatea între cele patru ieşiri pentru un timp îndelungat ($R_1 \equiv R_2$), lucru de cea mai mare importanţă pentru o exploatare. Conectarea în paralel a două sau mai multe repetoare catodice, creează condiţii dificile de lucru pentru etajele precedente.

Aceste neajunsuri sînt înlăturate în etajul de ieşire, folosind supercatodina, reprezentată în figura 2.

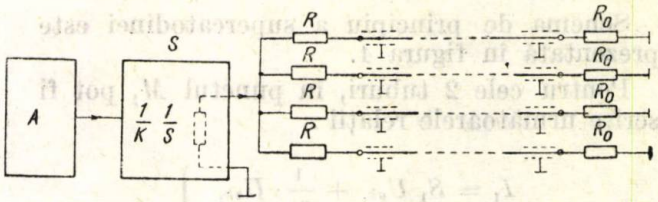



Fig. 2. *Etaj de ieşire echipat cu o supercatodină*: $S$ – supercatodină; $A$ – amplificator video

Graţie impedanţei de ieşire care poate fi făcută foarte mică, supercatodina se poate folosi cu succes în montajele de mixaj a două semnale, ca în figura 3. Semnalul $U_1$, poate fi de exemplu

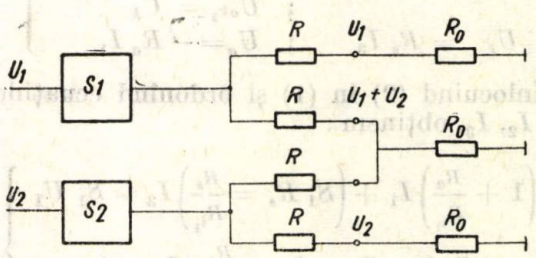



Fig. 3. *Schemă de mixaj a două semnale folosind generatoare de rezistenţă internă foarte mică (supercatodinele $S_1$ şi $S_2$)*

semnal video blancat, iar $U_2$ semnalul sincro complex pentru receptoarele de televiziune.

Cu trei asemenea generatoare se pot obţine din semnalele de culoare R, G, B (roşu, verde, albastru) combinate în proporţii stabilite, semnalele necesare pentru televiziunea în culori ($Y$, $R-Y$, $B-Y$).

Avînd o amplificare aproape independentă de sarcină, supercatodina se pretează la funcţionarea pe o sarcină variabilă (în limite destul de largi) — spre exemplu ca etaj final de modulaţie în emiţătoarele de televiziune. În această situaţie, sarcina apare şuntată, de obicei de o capacitate parazită foarte mare, care pentru a transmite variaţii rapide de semnal (fronturile semnalelor de televiziune), implică folosirea unui generator de excitaţie de impedanţă foarte coborîtă.

Tuburile electronice prezintă caracteristici liniare ($i_a - u_g$) într-o gamă mică de variaţii a tensiunii de grilă. Pentru semnale mari, caracteristica se aproximează mai corect printr-o parabolă. Rezultă că panta $\left(S = \frac{di_a}{du_g}\right)$ are variaţii destul de mari în domeniul de conducţie al tensiunilor de grilă ceea ce atrage după sine variaţia în limite foarte mari a impedanţei

de ieşire ($1/S$). Şi acest neajuns este în mare măsură înlăturat la montajul supercatodină. Asupra acestui fapt vom reveni.

## 2. Studiul funcţionării supercatodinei

Schema de principiu a supercatodinei este prezentată în figura 4.

Pentru cele 2 tuburi, în punctul $M$, pot fi scrise următoarele relaţii :

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= S_1\, U_{gk_1} + \frac{1}{R_{i_1}} \cdot U_{ak_1} \\ I_2 &= S_2\, U_{gk_2} + \frac{1}{R_{i_2}} \cdot U_{ak_2} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Ţinînd seama de notaţiile din figură,

$$\left.\begin{aligned} U_{gk_1} &= U_1 - U_k \;;\; U_{ak_1} = U_a - U_k \\ U_{gk_2} &= U_a \;;\; U_{ak_2} = U_k \\ &\;;\; U_{ak_2} = U_k \\ U_k &= R_s\, I_3 \;;\; U_a = -R_a\, I_1 \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Înlocuind (2) în (1) şi ordonînd ecuaţiile în $I_1$, $I_2$, $I_3$, obţinem :

$$\left.\begin{aligned} \left(1 + \frac{R_a}{R_{i_1}}\right) I_1 + \left(S_1 R_s = \frac{R_s}{R_{i_1}}\right) I_3 &= S_1\, U_1 \\ S_2\, R_a \cdot I_1 + I_2 - \frac{R_s}{R_{i_2}} \cdot I_3 &= 0 \\ I_1 - I_2 - I_3 &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Rezolvînd acest sistem prin determinanţi se ajunge la :

$$\left.\begin{aligned} I_1 = \frac{\Delta I_1}{\Delta} &= \frac{1 + \frac{R_s}{R_{i_2}}}{\left(1 + \frac{R_a}{R_{i_1}}\right)\left(1 + \frac{R_s}{R_{i_2}}\right) + (1 + S_2 R_a)\left(S_1 R_s + \frac{R_s}{R_{i_1}}\right)} S_1\, U_1 \\ I_2 = \frac{\Delta I_2}{\Delta} &= \frac{-S_2 R_a + \frac{R_s}{R_{i_2}}}{\left(1 = \frac{R_a}{R_{i_1}}\right)\left(1 + \frac{R_s}{R_{i_2}}\right) + (1 + S_2 R_a)\left(S_1 R_s + \frac{R_s}{R_{i_1}}\right)} S_1\, U_1 \\ I_3 = \frac{\Delta I_3}{\Delta} &= \frac{1 + S_2 R_a}{\left(1 + \frac{R_a}{R_{i_1}}\right)\left(1 + \frac{R_s}{R_{i_2}}\right) + (1 + S_2 R_a)\left(S_1 R_s + \frac{R_s}{R_{i_1}}\right)} S_1\, U_1 \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Pentru calculul amplificării, în relaţia $U_k = R_s\, I_3$, înlocuim valoarea lui $I_3$ din (4) şi rezultă amplificarea $A = \frac{U_k}{U_1}$ :

$$A = \frac{S_1 (1 + S_2 R_a) R_s}{\left(1 + \frac{R_a}{R_{i_1}}\right)\left(1 + \frac{R_s}{R_{i_2}}\right) + (1 + S_2 R_a)\left(S_1 R_s + \frac{R_s}{R_{i_1}}\right)} \quad (5)$$

În cazul amplificatoarelor video, în general, sînt satisfăcute următoarele condiţii :

$$R_{i_1} \gg R_a \;;\quad R_{i_2} \gg R_s \;;\quad \mu_1 \gg 1$$

În acest caz se pot face aproximaţiile :

$$1 + \frac{R_a}{R_{i_1}} \approx 1 \;;\; 1 + \frac{R_s}{R_{i_2}} \approx 1 \;;\; S_1 R_s + \frac{R_s}{R_{i_1}} = \frac{(\mu_1 + 1)\, R_s}{R_{i_1}} \approx S_1 R_s$$

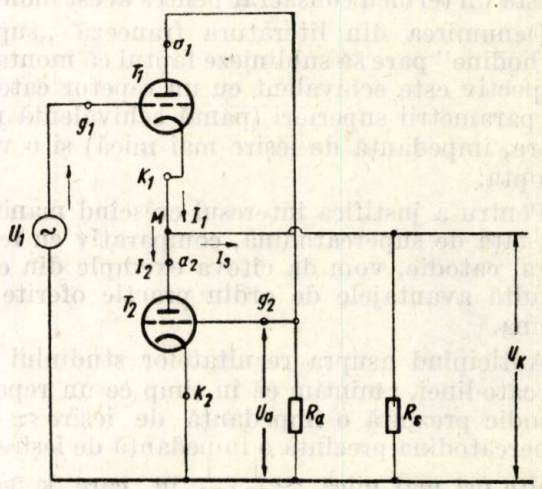



Fig. 4. *Schema de principiu a supercatodinei.*

Dacă se notează :

$$S_0 = (1 + S_2 R_a) \cdot R_1$$

amplificarea devine aproximativ

$$A = \frac{S_0 R_s}{1 + S_0 R_s} \quad (6)$$

Relaţia (6) arată că schema din figura 4 este echivalentă, din punct de vedere al amplificării, cu un repetor catodic cu pantă $S_0$, care lucrează pe aceiaşi impedanţă de sarcină $R_s$.

Pentru a extinde proprietăţile repetorului catodic şi asupra schemei din figura 4, mai trebuie calculată impedanţa de ieşire $R_e$.

Conform teoremei lui Thévenin, între tensiunea în sarcină $U_k$, tensiunea în gol $U_{k_0}$ ($R_s \to \infty$), impedanţa de sarcină $R_s$ şi impedanţa de ieşire $R_e$ — există relaţia :

$$U_k = U_{k_0} \frac{R_s}{R_s + R_e} \cdot R \qquad (7)$$

Relaţia (7) conduce la următoarea formulă de definiţie a impedanţei de ieşire :

$$R_e = \frac{U_{k_0} - U_k}{U_k} R_s$$

Pentru calculul tensiunii in gol, $U_{k_0}$, în relaţia (5) se face $R_s \to \infty$, obţinîndu-se :

$$U_{k_0} = \frac{S_1 (1 + S_2 R_a)}{\left(1 + \frac{R_a}{R_{i_1}}\right)\frac{1}{R_{i_2}} + (1 + S_2 R_a)\left(S_1 + \frac{1}{R_{i_1}}\right)} U_1$$

care, introdusă în formula de definiţie de mai sus duce la

$$R_e = \frac{R_{i_2} (R_{i_1} + R_a)}{R_{i_1} + R_a + R_{i_2}(1 + S_2 R_a) R_{i_1} S_1 \left(1 + \frac{1}{\mu_1}\right)}$$

iar în cadrul aproximărilor precedente la

$$R_e = \frac{R_{i_1} \cdot R_{i_2}}{R_{i_1} + S_0 \cdot R_{i_1} \cdot R_{i_2}} \text{ sau } \frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_{i_2}} + S_0 \qquad (8)$$

Relaţia (8) arată că din punct de vedere al impedanţei de ieşire, schema din figura 4 este echivalentă cu un repetor catodic, cu rezistenţă internă $R_{i_2}$ şi pantă $S_0$.

În general termenul $1/R_i$ se poate neglija faţă de $S$, rezultînd pentru impedanţa de ieşire expresia bine cunoscută de la repetoarele catodice,

$$R_e \approx \frac{1}{S_0}$$

Cu notaţiile :

$$\mu_0 = S_0 \cdot R_{i_2} \; ; \quad R_{i_0} = R_{i_2} \; ; \quad S_0 = S_1 (1 + S_2 R_a),$$

schema din figura 4, în condiţiile respectării aproximaţiilor considerate, este echivalentă cu repetorul catodic din figura 5.

Cu aproximaţiile şi notaţiile de mai sus, relaţia (5) mai poate fi pusă sub forma

$$U_k = \frac{\mu_0 R_s}{R_{i_0} + (\mu_0 + 1) R_s} U_1 \qquad (9\text{-a})$$

Făcînd $R_s \to \infty$, rezultă :

$$U_{k_0} = \frac{\mu_0}{\mu_0 + 1} U_1 \qquad (9\text{-b})$$

Relaţiile (9), confirmînd concluziile de mai sus, ne permit să dăm o schemă a generatorului echivalent al supercatodinei (fig. 6).

Avînd în vedere faptul că $S_0 = S_1 (1 + S_2 R_a)$ poate atinge valori foarte mari, rezultă că impedanţa de ieşire $R_e \approx \frac{1}{S_0}$ poate atinge valori foarte mici.

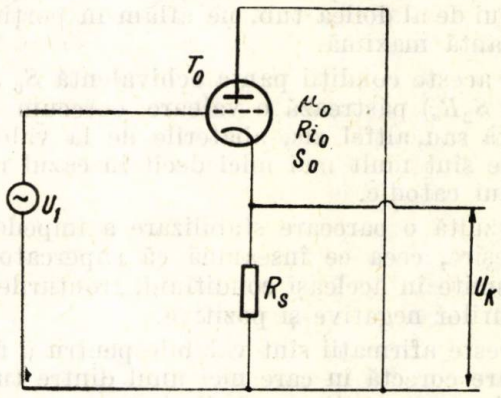



Fig. 5. *Repetorul catodic echivalent cu supercatodina.*

Acest avantaj deosebit oferit de supercatodină face ca aceasta să fie preferată altor montaje în schemele de televiziune.

În cazul în care impedanţa de sarcină are componentă capacitivă, transmiterea în condiţiuni bune a fronturilor semnalului de televiziune nu poate fi asigurată decît dacă generatorul video respectiv are o impedanţă de ieşire mică. Cu cît sarcina capacitivă este mai mare cu atît trebuie să fie mai mică impedanţa de ieşire. Acest lucru nu este posibil în orice montaj. În cazul supercatodinei, mărind rezistenţa $R_a$, se poate coborî destul de mult valoarea impedanţei de ieşire.

Un alt avantaj al supercatodinei constă în transmiterea în bune condiţiuni a fronturilor impulsurilor de polaritate pozitivă cît şi negativă (faţă de punctul mediu de funcţionare).

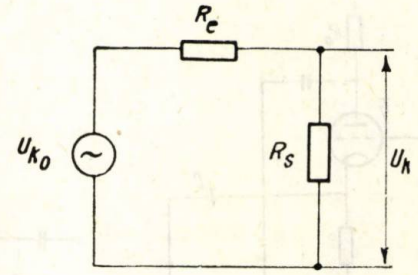



Fig. 6. *Generatorul echivalent al supercatodinei.*

În cazul unui repetor catodic obişnuit, dacă impulsurile de atac au amplitudine mai mare şi polaritate negativă, pe curba $i_a - u_g$ se ajunge în porţiunea de curbură în care panta poate scădea foarte mult ; impedanţa de ieşire

fiind $1/S$, rezultă o creştere apreciabilă a acesteia. Dacă sarcina are componentă capacitivă, acest fapt conduce la transmiterea în condiţiuni mai rele a fronturilor impulsurilor negative decît ale celor pozitive.

În cazul supercatodinei cele două tuburi ($T_1$ şi $T_2$ — fig. 4) sînt excitate în antifază. Cînd pe curba $i_a - u_g$ a primului tub ne aflăm în porţiunea de pantă mică, pe curba $i_a - u_g$ a celui de al doilea tub, ne aflăm în porţiunea de pantă maximă.

În aceste condiţii panta echivalentă $S_0 = S_1 (1 + S_2 R_a)$ păstrează o valoare oarecum constantă sau, altfel zis, abaterile de la valoarea medie sînt mult mai mici decît în cazul repetorului catodic.

Rezultă o oarecare stabilizare a impedanţei de ieşire, ceea ce înseamnă că supercatodina transmite în aceleaşi condiţiuni, fronturile impulsurilor negative şi pozitive.

Aceste afirmaţii sînt valabile pentru o funcţionare corectă în care nici unul dintre tuburi nu ajunge în porţiunea de limitare a curentului anodic (tăiere sau saturare).

### 3. Limitări în funcţionarea supercatodinei

Pentru a profita de avantajele oferite de relaţia

$$R_e = \frac{1}{S_e} = \frac{1}{S_1 (1 + S_2 R_a)}$$

trebuie ca $S_2 R_a > 1$.

Să stabilim dependenţa dintre curenţii celor două tuburi :

Din (4) rezultă uşor

$$I_2 = \frac{-\mu_2 R_a + R_s}{R_{i_2} + R_s} \cdot I_1$$

Dacă $-\mu_2 R_a \gg R_s$ şi $R_{i_2} \gg R_s$ — rezultă :

$$I_2 \approx -S_2 R_a \cdot I_1 \qquad (10)$$

Prin urmare, mărirea pantei echivalente ($S_0$) prin intermediul factorului $S_2 R_a$ este limitată de creşterea curentului anodic $I_2$, care devine de tot atîtea ori ($S_2 R_a$) mai mare decît curentul anodic $I_1$. Acesta este motivul pentru care deobicei în schemele de supercatodine tubul $T_1$ este cuplat cu un tub $T_2$ de curent mult mai mare.

Deobicei, tubul $T_1$ este un tub de tensiune (fiind mai puţin solicitat) iar tubul $T_2$ este un tub de putere (dînd cea mai mare parte a curentului în sarcină).

### 4. Consideraţiuni de ordin practic asupra supercatodinei

În practică se folosesc două variante de supercatodină, varianta serie şi varianta paralel. Ambele sînt prezentate în figura 7.

Varianta serie are dezavantajul că necesită o tensiune de alimentare ($E_a$) ridicată. Deasemenea, dacă rezistenţa de sarcină este o valoare mică rezultă pentru condensatorul de cuplaj $C$ o valoare foarte ridicată. Fiind vorba de un condensator electrolitic de valoare mare şi tensiune ridicată, această variantă devine neeconomică, fapt care face să fie preferată varianta paralel.

Aceasta necesită o tensiune de alimentare obişnuită şi un condensator de cuplaj $C$ de valoarea şi tensiunea unui condensator de filtraj anodic.

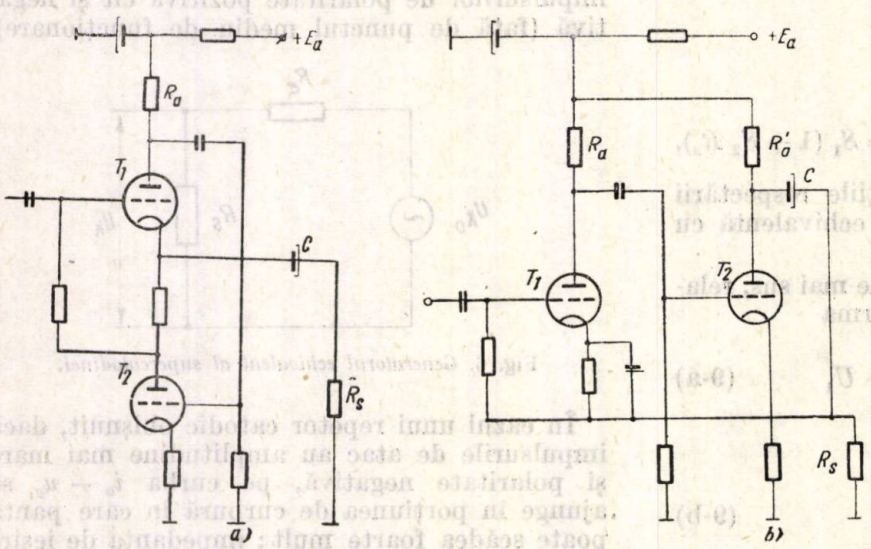



Fig. 7. *Scheme de supercatodină* : a) – varianta serie b) – varianta paralel

Într-adevăr, să considerăm un amplificator echipat cu un tub lucrînd pe o rezistenţă de sarcină $R_s$ de valoare coborîtă (fig. 8).

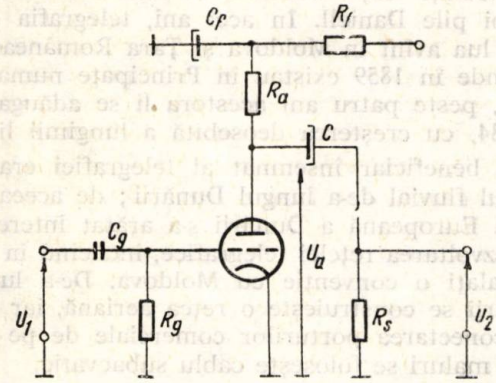



Fig. 8. *Amplificator $R - C$ cu rezistenţă de sarcină $R_s$ de valoare coborîtă*

Considerînd tubul generator de curent, rezultă :

$$u_a = S \cdot Z_a U_1$$

iar pentru $U_2$, în urma unor calcule simple, se deduce expresia :

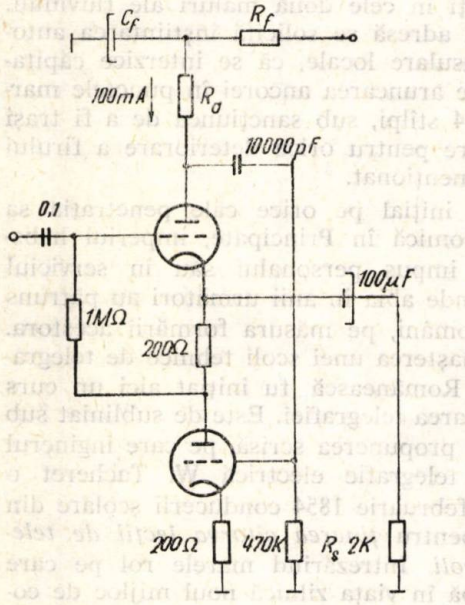



Fig. 9. *Varianta serie de supercatodină.*

$$U_2 = SR_s \frac{j\omega CR_a''}{1 + j\omega C(R_a'' + R_s)} U_1$$

în care $R_a'' = R_a' \parallel R_i$.

Dacă pentru cea mai coborîtă frecvenţă din spectru (50 Hz) este îndeplinită condiţia :

$$\omega C (R_a'' + R_s) \gg 1$$

rezultă :

$$U_2 \approx \frac{R_a''}{R_a'' + R_s} S R_s \cdot U_1$$

soluţie independentă de $C$.

Condiţia pusă nu este severă, putînd fi îndeplinită uşor. Fie $R_a'' + R_s \approx 1$ kΩ ; $\omega = 6{,}28 \cdot 50 = 314$ — luînd $\omega C (R_a'' + R_s) = 10$ rezultă $C \approx 40$ μF.

Un asemenea condensator are gabarit mic chiar pentru tensiuni de ordinul 500 ÷ 600 V reprezentînd o piesă obişnuită în amplificatoarele de orice tip.

Se poate stabili uşor identitatea dintre amplificatorul din figura 8 şi etajul 2 al supercatodinei din figura 4 b.

Ţinînd seama de observaţiile privitoare la tensiunea de alimentare şi condensatorul de cuplaj $C$, se recomandă folosirea în practică a variantei paralel de supercatodină (fig. 7 b).

Revenind la notaţiile din figura 4, arătasem că pentru a profita de avantajele oferite de supercatodină trebuie ca $S_2 R_a \gg 1$, iar pentru a folosi cît mai raţional cele două tuburi trebuie ca excursiile maxime de curenţi $I_{2M}$ şi $I_{1M}$ să satisfacă relaţia (10)

$$I_{2M} \approx S_2 R_a I_{1M}$$

Această condiţie nu poate fi satisfăcută, decît în cazul variantei paralel — motiv în plus pentru folosirea ei în practică.

Figura 9 reprezintă o schemă practică pentru varianta serie de supercatodină.

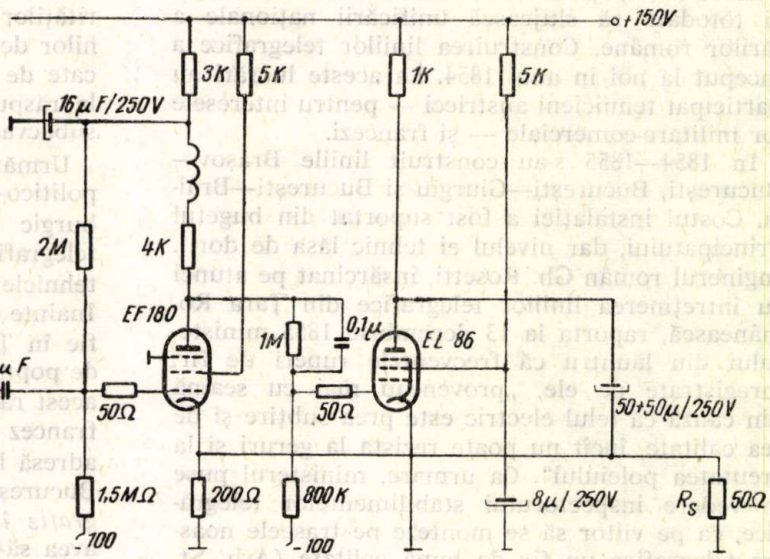



Fig. 10. *Varianta paralel de supercatodină.*

Figura 10, reprezintă o schemă practică pentru varianta paralel de supercatodină (etajul de ieşire al unui amplificator de cameră cu vidicon).

BIBLIOGRAFIE


[1] GÄRTNER, R. — *Ersatzschaltbilder von Verstärkern mit Electronenröhren*, Radio und Fernsehen nr. 14, 15, 23/1961.

[2] RASPUTNÎI, V. N. — *Slojnîi catodnîi povtoriteli*, Izv. vîsş, ucebn. zavedenii Radiotehnika, 6 (1963) nr. 5, sept-oct.

[3] LEITES, L. S. — *Tehnica televizionnovo vescianiia*, Moskva, 1963.

IOAN COJOCARU

# Introducerea telegrafiei în țara noastră și primele școli românești de telecomunicații

O importantă aplicare a științei în viața curentă a constituit-o introducerea telegrafului electric, ca mijloc de transmitere rapidă la distanță a diferitelor știri. La numai 6 ani de la descoperirea sa, Morse a reușit, în 1843, să determine statul nord-american să i-o pună în practică și la 1 ianuarie 1845, linia Washington-Baltimore a fost dată în trafic. Cu o rapiditate neîntîlnită nici în secolul nostru, la dezvoltarea televiziunii și radioreleelor, țările europene au adoptat, pe atunci, noua realizare a tehnicii: în același an Franța, în anul următor Anglia și Austro-Ungaria și nu mai tîrziu de 1853 Rusia au introdus telegraful Morse în rețeaua publică. Mai mult, începînd cu legătura Paris—Berlin din 1850, telegrafia se dovedise mai puternică decît granițele și ajunsese să lege între ele țările Europei. Evenimentul acesta era de natură să influențeze radical dezvoltarea economică și totodată să slujească unificării naționale a țărilor române. Construirea liniilor telegrafice a început la noi în anul 1854. La aceste lucrări au participat tehnicieni austrieci — pentru interesele lor militare-comerciale — și francezi.

În 1854—1855 s-au construit liniile Brașov—București, București—Giurgiu și București—Brăila. Costul instalației a fost suportat din bugetul Principatului, dar nivelul ei tehnic lăsa de dorit. Inginerul român Gh. Rosetti, însărcinat pe atunci cu întreținerea liniilor telegrafice din Țara Românească, raporta la 13 decembrie 1855 ministerului din lăuntru că frecventele ruperi de fir, înregistrate pe ele, „proveneau mai cu seamă din cauză că telul electric este prea subțire și de rea calitate, încît nu poate rezista la geruri și la greutatea poleiului". Ca urmare, ministerul puse în vedere inspectorului stabilimentelor telegrafice, ca pe viitor să se monteze pe traseele noastre telegrafice un fir de bună calitate (Arh. St. Buc., Dir. poște-telegraf, nr. arh. 2581/1856, f. 160, 178; idem nr. 2587/1856, f. 18, 24, 75). Nici instalarea stîlpilor nu se făcuse totdeauna după regulile cerute de buna conservare a lemnului, ceea ce diminua durabilitatea lucrării și complica activitatea de întreținere a traseelor. Dar cel mai mare defect consta în aceea că se dispunea de un singur fir telegrafic, supraaglomerat de marele număr al telegramelor interne (oficiale, particulare, de interes comercial etc.) și internaționale. Completarea instalației prin dublarea firului pe ruta București—Predeal reveni, la începutul anului 1856, tehnicienilor locali, sub conducerea inginerului Gh. Rosetti.

Deschiderea liniei telegrafice Brăila—Galați în 1855 a însemnat legarea rețelei din Țara Românească de cea din Moldova, unde se construise linia Galați—Iași—Suceava. Pe atunci se foloseau la noi pile Daniell. În acei ani, telegrafia electrică lua avînt în Moldova și Țara Românească: de unde în 1859 existau în Principate numai 12 stații, peste patru ani acestora li se adăugaseră alte 34, cu creșterea deosebită a lungimii liniei.

Un beneficiar însemnat al telegrafiei era comerțul fluvial de-a lungul Dunării; de aceea Comisia Europeană a Dunării s-a arătat interesată în dezvoltarea rețelei telegrafice, încheind în 1857 la Galați o convenție cu Moldova. De-a lungul Dunării se construiește o rețea aeriană, iar pentru conectarea porturilor comerciale de pe cele două maluri se folosește cablu subacvatic.

Pe atunci se utiliza la noi în telegrafie și cablu submarin. Astfel, în octombrie anul 1857 Comisia Europeană a Dunării face cunoscut prin adresa către administrația districtului Brăila, că imersiunea firului „submarin" destinat să lege liniile telegrafice ale Moldovei cu linia Galați—Sulina a fost efectuată în Dunăre în à mont de portul Galați, aproape de cazarma orașului. Locul unde se găsea întins acest fir subacvatic (în documentul respectiv: „submarin") a fost marcat prin 4 stîlpi fixați în cele două maluri ale fluviului. Prin numita adresă se solicită înștiințarea autorităților consulare locale, că se interzice căpitanilor de vase aruncarea ancorei în punctele marcate de cei 4 stîlpi, sub sancțiunea de a fi trași la răspundere pentru orice deteriorare a firului subacvatic menționat.

Urmărind inițial pe orice cale penetrația sa politico-economică în Principate, imperiul habsburgic și-a impus personalul său în serviciul telegrafic, unde abia în anii următori au pătruns tehnicieni români, pe măsura formării acestora. Înainte de nașterea unei școli tehnice de telegrafie în Țara Românească, fu inițiat aici un curs de popularizarea telegrafiei. Este de subliniat sub acest raport propunerea scrisă, pe care inginerul francez de telegrafie electrică W. Tacheret o adresă la 1 februarie 1854 conducerii școlare din București, pentru *ținerea cîtorva lecții de telegrafie în școli.* Întrezărind marele rol pe care avea să-l aibă în viața zilnică noul mijloc de comunicare rapidă a unor texte la distanță, acest specialist se oferea astfel să țină el însuși cîteva ședințe instructive de telegrafie electrică, în diferitele școli publice.*) În felul acesta, susținea

*) W. Tacheret socotea că semnele telegrafice nu trebuie să rămînă necunoscute publicului larg. În această privință, el scria textual forului român de conducere școlară: „Mon désir étant de rendre générales les connaissances de la télégraphie électrique, qui avant peu reliera entre elles les diverses parties de l'Europe, de l'Asie, de l'Afrique et peut-être bien aussi de l'Amerique...., chacun pourrait alors traduire et lire les lettres qu'il recevrait, comme on lit aujourd'hui les lettres ordinaires. Je conclus de cet exposé rapide, qu'une science qui est appelée à jouer

el, marele public va căpăta cunoştinţe de telegrafie electrică şi va putea ajunge să citească imprimatele ieşite direct de la telegraf, ca pe un scris obişnuit, fără să mai fie necesară retranscrirea „în clar" a textului respectiv.

Iniţiativa inginerului Tacheret era de natură să dezvolte, în masele tineretului şcolar îndeosebi, gustul şi preocuparea de a cunoaşte tehnica aplicării electricităţii galvanice în telegrafie. Totodată, aceasta constituia un punct de plecare pentru formarea personalului autohton, necesar la încadrarea serviciilor noastre telegrafice, care luaseră o largă extindere pe teritoriul ţării. Astfel, chiar către finele primului an de telegrafie electrică în Principate, şi anume la 8 decembrie 1854, secretariatul statului din Bucureşti vesteşte departamentului interior trimiterea elevului conductor Aninoşanu — la propunerea comisiei tehnice —pe lîngă directorul stabilimentului telegrafic, „ca să înveţe manipulaţia". De altfel, în acelaşi an au fost utilizaţi în „lucrarea telegrafului" luni de zile o serie de elevi ai primelor noastre şcoli tehnice de construcţii, silvicultură etc. O activitate similară se înregistrează şi la Iaşi : la 15 ianuarie 1855, departamentul lucrărilor publice cere departamentului averilor bisericeşti şi instrucţiei publice să aleagă dintre elevii Academiei mai mulţi tineri, din care o parte să fie trimişi la Viena pentru studii, iar alţii „să se întrebuinţeze aice, în practica ştiinţei telegrafiei". Efectivul acestor elevi selecţionaţi în capitala Moldovei se ridică la 10, fiind menit să constituie unul din primele loturi ale personalului local de deservirea liniilor telegrafice din ţară. Cam în acelaşi timp luă fiinţă la Bucureşti *prima şcoală de telegrafie*, propriu-zisă. Într-adevăr, telecomunicaţia prin transmiterea la distanţă a semnalelor Morse reprezentînd litere şi cifre (cu ajutorul aparatajului electromagnetic adecuat) presupunea temeinica însuşire a unor date ştiinţifice, în cadrul unei şcoli tehnice corespunzătoare. Aceasta dovedea totodată larga dezvoltare ce luase telegrafia electrică în Moldova şi Ţara Românească, în contrast cu imperiul otoman însuşi, rămas în urmă sub acest raport.

Iniţiată sporadic către finele anului 1854, recrutarea elevilor ca practicanţi provizorii în ramura telegrafică urmă în acest ritm şi în primele luni ale anului următor. Printr-o adresă pe care Petrache Poenaru o trimite la 19 martie 1855 din partea direcţiei lucrărilor publice către directorul stabilimentului telegrafic, se menţionează că au fost angajaţi încă doi astfel de elevi : unul pe lîngă staţiunea telegrafică Bucureşti, iar celălalt pe lîngă cea din Giurgiu. În aprilie 1855 se pregăteşte depunerea jurămîntului pentru trei atari elevi, ataşaţi pe lîngă stabilimentul telegrafic Bucureşti. Pentru aceşti elevi practicanţi (ce-şi însuşeau specialitatea telegrafică pe cale practică, la locul de muncă) nu este semnalată ţinerea vreunui curs teoretic. De aici necesitatea organizării efective şi urgente a şcolii de mai sus, în care tehnica telegrafică să fie predată nu numai practic, ci şi prin studii teoretice — căci reţeaua telegrafică lua amploare în cele două Principate. Se punea mai întîi problema găsirii unui local afectat acestui scop. În cadrul restrîngerii cheltuielilor publice şi în urma avizului comisiei tehnice, din partea departamentului din lăuntru Nicolae Kretzulescu aprobă la 6 septembrie 1855 raportul inspectorului liniilor telegrafice, în sensul ca şcoala tehnică de telegrafie să se instaleze în chiar localul stabilimentului telegrafic central din Capitală. Măsura aceasta avantaja şi procesul activităţii didactice, elevii trăind „pe viu" în mediul specific carierei ce-şi aleseseră.

După exemplul altor şcoli similare, recrutarea elevilor şcolii de telegrafie avu loc pe bază de concurs. Lecţiile iniţiate anterior de ing. Tacheret pentru popularizarea telegrafiei îşi dădeau roadele : dintre concurenţi au fost aleşi „12 dintre cei mai capabili" iar printr-o nouă selecţionare au fost reţinuţi spre a frecventa şcoala un număr de 7. Ei erau socotiţi ca elevi angajaţi în telegrafie pe un an ca termen de încercare. Din spirit de economie se renunţă la un post de translator necesar şcolii, recomandîndu-se ca pentru atari servicii să se recurgă la elevii prezenţi la studii, ceea ce putea fi însă în detrimentul instrucţiei lor în rînd cu ceilalţi conşcolari.

Aparatele etc. necesare pentru înzestrarea liniilor telegrafice, precum şi materialul didactic spre uzul şcolii, erau aprovizionate prin import de la o firmă vieneză, cu care se contractase asemenea livrări. Potrivit indicaţiilor date de N. Kretzulescu cheltuielile respective se suportau din fondurile departamentului din lăuntru.

*Programul de învăţămînt* al primei şcoli bucureştene de telegrafie cuprindea două părţi distincte : a) una *teoretică* ; b) cealaltă *practică*. Partea teoretică de predat elevilor consta de pildă în : date generale asupra telegrafiei (obiectul, scopul ei) ; despre optică, acustică şi electricitate ca subdiviziuni ale fizicii ; fenomenele şi legile electricităţii ; despre corpurile bune conducătoare şi cele rele conducătoare de electricitate ; fenomenele şi legile galvanice ; cunoştinţe asupra bateriilor electrice ; prepararea şi utilizarea acidului ; felul liniilor telegrafice (aeriene pe stîlpi, subterane etc.) ; curentul electric ; aparatele Morse ; transmiterea şi recepţionarea telegramelor. Partea practică a acestui program de învăţămînt cuprindea : însuşirea semnelor telegrafice ; montarea şi demontarea aparatelor ; pregătirea bateriilor şi întreţinerea lor. (O serie

un si grand rôle, dans le monde entier et dans la vie privée, doit tout naturallement trouver sa place dans le sanctuaire des sciences.

C'est pourquoi, honorables ephores, je prends la liberté de vous adresser cette requête, pour vous prier de vouloir bien m'accorder l'autorisation de donner deux ou trois séances de télégraphie électrique, scientifiques et pratiques, dans les divers établissemens d'instruction, qui se trouvent placés sous votre juridiction".

de documente menționează pilele „Daniell", ca aflate în uz la noi pe atunci).

Deschiderea oficială a cursurilor școlii tehnice de telegrafie București — cu cei 7 elevi, pe o durată de circa 6 luni — a fost fixată pentru data de 15 noiembrie 1855. O anumită stînjenire a activității școlare a fost provocată de întîrzierea materialelor didactice ș.a., comandate de mai înainte la Viena. Pentru ca pînă la sosirea acestora elevii să nu-și piardă zadarnic prețiosul timp de studii, comisia tehnică a Principatului recomandă ca dintru început să se procedeze cu elevii la învățarea alfabetului Morse și a regulilor de funcționare a stabilimentului telegrafic.

Deoarece necesarul de personal tehnic în telegrafie creștea în ritm rapid, se procedă la recrutarea unui nou lot de elevi, 5 la număr, prin examen ținut la 17 decembrie 1855 în fața comisiei tehnice. Dintre concurenții prezentați au fost selecționați astfel acești cinci noi elevi, care urmau să fie angajați efectiv îndată ce seria precedentă de 7 elevi va fi absolvit școala și va fi fost încadrată definitiv în posturile respective.

Verificarea cunoștințelor însușite de elevii școlii de telegrafie avea loc prin *examinarea* acestora. La fel se proceda și cu elevii practicanți ce erau angajați sporadic în serviciul telegrafic.

Examinarea primei serii de 7 elevi cursanți ai școlii de telegrafie, asupra cunoștințelor ce le fuseseră predate, a fost fixată pentru data de 12 aprilie 1856. Probele la care au fost supuși aceștia au constat în materialul de specialitate — atît teoretic, cît și practic — prevăzut de programă. Examenul a decurs în prezența marelui agă P. Poenaru. Notarea s-a făcut prin calificative, care au fost: „prea bine", „bine", „binișor" și „slab".

Adoptarea unui atare procedeu de notare prin calificative — în locul notelor cifrice între 1 și 10 de exemplu — nu dădea putința unei riguroase aprecieri și clasificări a elevilor în raport cu gradul de însușirea materiei de specialitate ce li se predase.

Rezultatele acestui examen au fost raportate domnitorului Țării Românești, prin ministerul de interne; pe această bază, se aprobă repartizarea elevilor în serviciu pe lîngă stațiunile telegrafice aglomerate. Leafa lunară a acestor primi absolvenți era de 200 lei, la care se adăuga o diurnă de 200 lei.

La finele lunii aprilie 1856, prima serie de 7 români formați în școala de telegrafie București se afla repartizată la serviciile arătate. Pentru înlocuirea în ritm mai viu a personalului telegrafic angajat temporar de peste granță, se socoti necesară înrolarea unei a doua serii: aceea de 5 elevi, selecționată anterior, după cum s-a arătat mai sus. La propunerea ministerului, domnitorul aprobă această angajare, a încă 5 elevi practicanți de telegrafie, „spre complectuirea numărului de doisprezece elevi", după cum preciza un ordin al ministerului, către inspectorul stabilimentelor telegrafice din Țara Românească. Durata școlarizării acestora era fixată la *6 luni*, plătindu-se fiecăruia cîte o sumă lunară de 200 lei pentru întreținere. Totodată, se punea în vedere numitului inspector — care tutela direct școala de telegrafie — să procedeze de urgență la reînceperea cursurilor, cu acest nou lot de școlari.

După cum s-a arătat mai sus, pentru anul 1855, recrutarea de elevi în domeniul telegrafiei avea loc în același timp și în Moldova, unde dezvoltarea acestei prime ramuri a telecomunicațiilor românești era de asemenea crescîndă. Ca urmare, nevoia de personal autohton de specialitate se simțea acut în acest Principat. De pildă, către finele anului 1859 direcția centrală a telegrafului din Iași raportează departamentului lucrărilor publice al Moldovei rezultatul examinării unui efectiv de alți 10 elevi-telegrafiști. Evident că, înainte de supunerea lor la examenul de angajare, acești elevi trebuiseră să urmeze perioada respectivă de școlarizare.

Leafa lunară a elevilor de telegrafie din Moldova era de 300 de lei fiecare — cuantum bănesc întrucîtva deosebit de ceea ce primeau colegii lor din Muntenia. Pe lîngă acest efectiv de 10 elevi, în Moldova s-au primit atunci și elevi supranumerar, după cum rezultă din menționatul raport al direcției centrale a telegrafului din Iași. Acești din urmă elevi se deosebeau de colegii lor practicanți, prin aceea că nu primeau vreo sumă bănească de întreținere, în acei ani Principatul neavînd o stare financiară prosperă.

Din cele de mai sus rezultă că dezvoltarea comunicațiilor din Principatele Moldova și Țara Românească, după revoluția burghezo-democratică din 1848, include între altele și telegrafia electrică. Într-adevăr, ulterior convenției de la Balta Liman existau aici stringente nevoi economice, politice și administrative ce reclamau nu numai extinderea căilor de uscat, ci și adoptarea telegrafiei electrice ca mijloc de comunicație mai rapid decît acela tradițional pe jos sau cu tracțiunea animală. Școala de telegrafie avea sarcina instruirii personalului tehnic autohton, în această specialitate. Inițial, numărul elevilor ce o frecventau era redus (în anul 1859, efectivul școlii tehnice de telegrafie București abia atinsese cifra de 15 elevi propriu-zis și 5 aspiranți) iar durata școlarizării de aproximativ 6 luni; învățămîntul teoretic se împletea însă în chip necesar, cu cel practic. Deși vitregită sub raportul condițiilor financiare în care funcționa, această școală a dat rezultate în genere pozitive. Apărută acum un veac și mai bine, școala tehnică de telegrafie avea să joace însemnatul rol de a forma din elevii săi un nucleu inițial de specialiști autohtoni, în această ramură a telecomunicațiilor, actuală și în zilele noastre.

Ing. CRISTIAN SĂULESCU

# Receptorul de televiziune E47B-110°

## Caracteristici generale

Televizorul E47B-110° reprezintă o variantă îmbunătăţită a televizorului E47-110°, cu performanţe mecanice şi electrice remarcabile, cu o mare stabilitate în funcţionare, situîndu-se printre cele mai bune televizoare din această clasă.

Prin reproiectare, s-a realizat o altă variantă de şasiu care permite o dispunere mult mai raţională a pieselor pe el, o degajare mai mare între piesele care se încălzesc mai mult şi deci disiparea căldurii se face în condiţii mult mai bune, evitîndu-se în felul acesta influenţarea în mod negativ a parametrilor şi a regimului de lucru al subansamblelor din apropiere.

S-a adoptat de asemenea un alt bloc schimbător de canale cu performanţe mai ridicate, mai modern, decît cel folosit la televizorul E47-110°, ceea ce a dus implicit la creşterea calitativă a imaginii şi sunetului.

Televizorul E47B-110° este un receptor standard de televiziune de tip superheterodină, în montaj cu cale comună pentru semnalele de imagine şi sunet (cu bătăi între purtătoare). El este un televizor de clasă medie, destinat recepţiei emisiunilor celor 12 canale O.I.R.T. din benzile I, II şi III.

Banda I : 2 canale (48,5— 66 MHz)
Banda II : 3 canale (76 —100 MHz)
Banda III : 7 canale (174 —230 MHz).

Tubul catodic cu care este echipat, este de tipul AW47-91 de sticlă, aluminizat cu unghiul de deflexie de 110°, cu focalizare electrostatică, cu diagonala ecranului de 47 cm, montat direct pe casetă. Dimensiunile imaginii sînt de 305/380 mm.

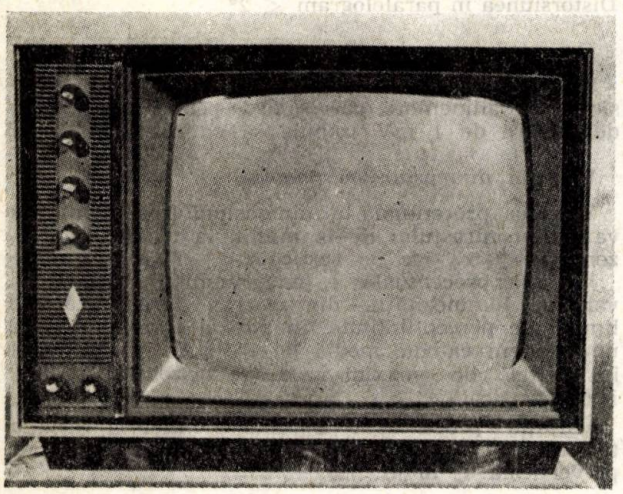


Fig. 1

Pentru protecţia tubului (zgîriere, ciocnire, murdărire) cît şi a persoanelor (împotriva imploziilor), tubul este protejat în faţă cu un geam de protecţie, care nu mai este un simplu geam de protecţie mai gros şi securizat, ci un geam filtru de culoare gri fumuriu care dă un aspect mai plăcut imaginii şi totodată mai odihnitoare pentru ochi.

Televizorul este echipat cu 18 tuburi electronice şi 3 diode semiconductoare, din care 2 diode cu seleniu şi o diodă cu germaniu.

Difuzorul circular este de tipul permanent dinamic (Ø 174 mm P=1,5 VA şi Z=3,5 Ω) care redă un spectru larg de frecvenţă, asigurînd o reproducere de înaltă calitate a sunetului.

Pentru reducerea perturbaţiilor asupra altor receptoare din vecinătatea lui, caseta şi masca cinescop sînt metalizate pe feţele interioare (se formează în felul acesta un ecran) pentru a atenua la maximum posibil radiaţiile bazei de timp cu frecvenţa liniilor.

Televizorul este realizat pe blocuri (subansamble) folosind atît cablajul convenţional cît şi cablajul imprimat. Astfel blocul video-sunet şi blocul baleiaj sînt realizate pe principiul cablajelor imprimate asigurînd o mare stabilitate şi robusteţe în funcţionare.

Şasiul televizorului este vertical şi rabatabil în jurul unei axe verticale. Pentru reducerea gabaritului, majoritatea subansamblelor sînt dispuse pe faţa interioară a şasiului.

Televizorul E47B-110° are o linie modernă şi elegantă, fiind prezentat într-o casetă asimetrică din placaj furniruit, în diferite nuanţe, ornamentat cu metal şi masă plastică, lustruit oglindă, cu performanţe acustice remarcabile (fig. 1).

Această prezentare corespunde tendinţei actuale pe plan mondial.

Caseta este prevăzută cu două măşti pentru aerisire la partea de deasupra şi cu posibilitatea de a i se adapta picioare pentru a sta independent.

Principalele comenzi ale televizorului sînt scoase în faţă lateral stînga, poziţionate pe verticală. Televizorul are următoarele reglaje : volum sunet şi întrerupător reţea, contrast, luminozitate, dimensiune pe verticală, sincronizare verticală, sincronizare orizontală, comutator canale, acord fin, ton, liniaritate verticală şi dimensiune orizontală.

Televizorul are o impedanţă de intrare de 75 Ω asimetrică şi este prevăzut cu un atenuator (≈ 26dB). Separat se livrează un adaptor de 300/75 Ω şi un terminal de 75 Ω.

Tensiunea de alimentare : 110, 120 şi 220 V la 50 Hz.

Puterea consumată de la reţea este de circa 160 VA.

Televizorul este prevăzut cu două siguranţe fuzibile cu inerţie termică de 1,3 A pentru 220 V şi 2 A pentru 110 şi 120 V.

Datorită strălucirii foarte bune a ecranului cît şi focalizării superioare a spotului, se obţine o imagine foarte bună chiar şi în cazul recepţiei în încăperi luminate (prin alegerea corespunzătoare a raportului contrast-lumină).

Televizorul are un gabarit de 577×360×393 (438) mm şi o greutate de circa 30 kg.

## Date tehnice

Distribuţia celor 12 canale O.I.R.T. din benzile I, II şi III este următoarea :

| Nr. canal | STANDARD O.I.R.T. | | |
|---|---|---|---|
| | Frecvenţa video MHz | Frecvenţa audio MHz | Frecvenţa oscilator MHz |
| 1 | 49,75 | 56,25 | 87,75 |
| 2 | 59,25 | 65,75 | 97,25 |
| 3 | 77,25 | 83,75 | 115,25 |
| 4 | 85,25 | 91,75 | 123,25 |
| 5 | 93,25 | 99,75 | 131,25 |
| 6 | 175,25 | 181,75 | 213,25 |

| Nr. canal | STANDARD O.I.R.T. | | |
|---|---|---|---|
| | Frecvenţa video MHz | Frecvenţa audio MHz | Frecvenţa oscilator MHz |
| 7 | 183,25 | 189,75 | 221,25 |
| 8 | 191,25 | 197,75 | 229,25 |
| 9 | 199,25 | 205,75 | 237,25 |
| 10 | 207,25 | 213,75 | 245,25 |
| 11 | 215,25 | 221,75 | 253,25 |
| 12 | 223,25 | 229,75 | 261,25 |

Frecvenţa intermediară imagine este de 38 MHz iar frecvenţa intermediară sunet de 31,5 MHz şi 6,5 MHz.

Sensibilitatea limitată de amplificare pe purtătoare de imagine trebuie să fie mai bună de 120 μV pentru $U_e = 6\ V_{ef}$ pe catodul cinescopului şi un semnal de intrare modulat 50% AM cu $f_m = 400$ Hz; reglajul de contrast pus în poziţia de maxim.

Raportul semnal/zgomot este mai bun de 26 dB pentru un semnal de intrare de 300 μV pe purtătoarea de imagine modulată 100% cu semnal video complex.

Reglajul automat al amplificării (RAA): pentru o variaţie continuă a semnalului de la 250 μV la 25 mV cu reglajul contrastului în poziţia de amplificare maximă, variaţia semnalului pe catodul cinescopului trebuie să fie mai mică de 10 dB.

*Selectivitatea*

Atenuarea frecvenţei purtătoare de sunet a canalului recepţionat mai mare de 20 dB.

Atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior mai mare de 20 dB.

Atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior mai mare de 26 bD.

Atenuarea frecvenţei intermediare: banda I şi II mai mare de 30 dB iar pentru banda III mai mare de 40 dB.

Atenuarea frecvenţei imagine mai mare de 40 dB.

*Fidelitatea imaginii*

Definiţia orizontală în centru: 450 linii.

Definiţia pe orizontală la margini: 350 linii.

Banda de trecere a circuitelor de foarte înaltă frecvenţă şi de frecvenţă intermediară $> 4{,}5 \pm 0{,}3$ MHz la 6 dB.

Banda de trecere a circuitelor de video frecvenţă cu o neuniformitate în bandă de 3 dB mai mare de 5,0 MHz la 3 dB.

*Distorsiuni geometrice* (fig. 2).

Distorsiunea de neliniaritate a baleiajului pe orizontală este de maximum 10%.

Distorsiunea orizontală de tip trapez

$$T_H = \frac{AD - BC}{AD + BC} 100 \leqslant 3\%$$

Distorsiunea verticală de tip trapez

$$T_V = \frac{AB - DC}{AB + DC} 100 \leqslant 3\%$$

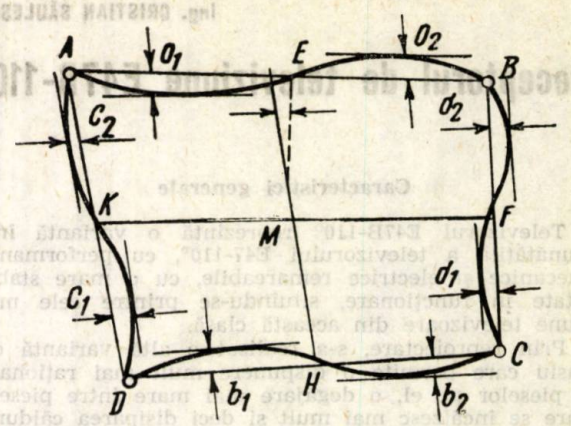



Fig. 2

Distorsiunea orizontală de tip butoi

$$B_H = 2 \frac{a_2 + b_2}{AD + BC} 100$$

Distorsiunea verticală de tip butoi

$$B_V = 2 \frac{c_2 + d_2}{AB + CD} 100$$

$B_H + P_H \leqslant 5\%$

$B_V + P_V \leqslant 5\%$

Distorsiunea orizontală de tip pernă

$$P_H = 2 \frac{a_1 + b_1}{AD + BC} 100$$

Distorsiunea verticală de tip pernă

$$P_V = 2 \frac{c_1 + d_1}{AB + CD} 100$$

Distorsiunea în paralelogram $\leqslant 2°$

*Calitatea sincronizării*

Sincronizarea şi intreţeserea la o variaţie a tensiunii de alimentare cu $\pm$ 10% pentru un semnal de intrare de 1 mV trebuie să se menţină.

*Variaţia dimensiunilor imaginii cu reglajele*

Variaţia procentuală a dimensiunilor imaginii, la variaţia contrastului de la minim la maxim pe orizontală $\leqslant$ 5% iar pe verticală $\leqslant$ 5%.

Variaţia procentuală a dimensiunilor imaginii, la variaţia luminozităţii, din poziţia corespunzătoare limitei de perceptibilitate, în poziţia corespunzătoare unui curent catodic mediu de 250 μA, cu contrastul în poziţia de maxim va fi pe orizontală $\leqslant$ 8% iar pe verticală $\leqslant$ 5%.

Variaţia procentuală a dimensiunilor la variaţia tensiunii reţelei cu 10% pe orizontală $\leqslant$ 10% iar pe verticală $\leqslant$ 10%.

*Sunetul*

Pătrunderea semnalului de sunet pe calea de imagine trebuie să fie atenuată cu minim 20 dB.

Sensibilitatea pe calea de sunet la deviaţia de frecvenţă şi pragul de limitare, pentru un raport între purtătoare $\frac{U_{\text{purtătoare sunet}}}{U_{\text{purtătoare imagine}}} = \frac{1}{2}$ puterea în difuzor trebuie să fie de 500 mW pentru o deviaţie de frecvenţă $\Delta f \leqslant$ 15 kHz.

Pătrunderea semnalului de imagine pe calea de sunet trebuie să fie atenuată cu minimum 26 dB.

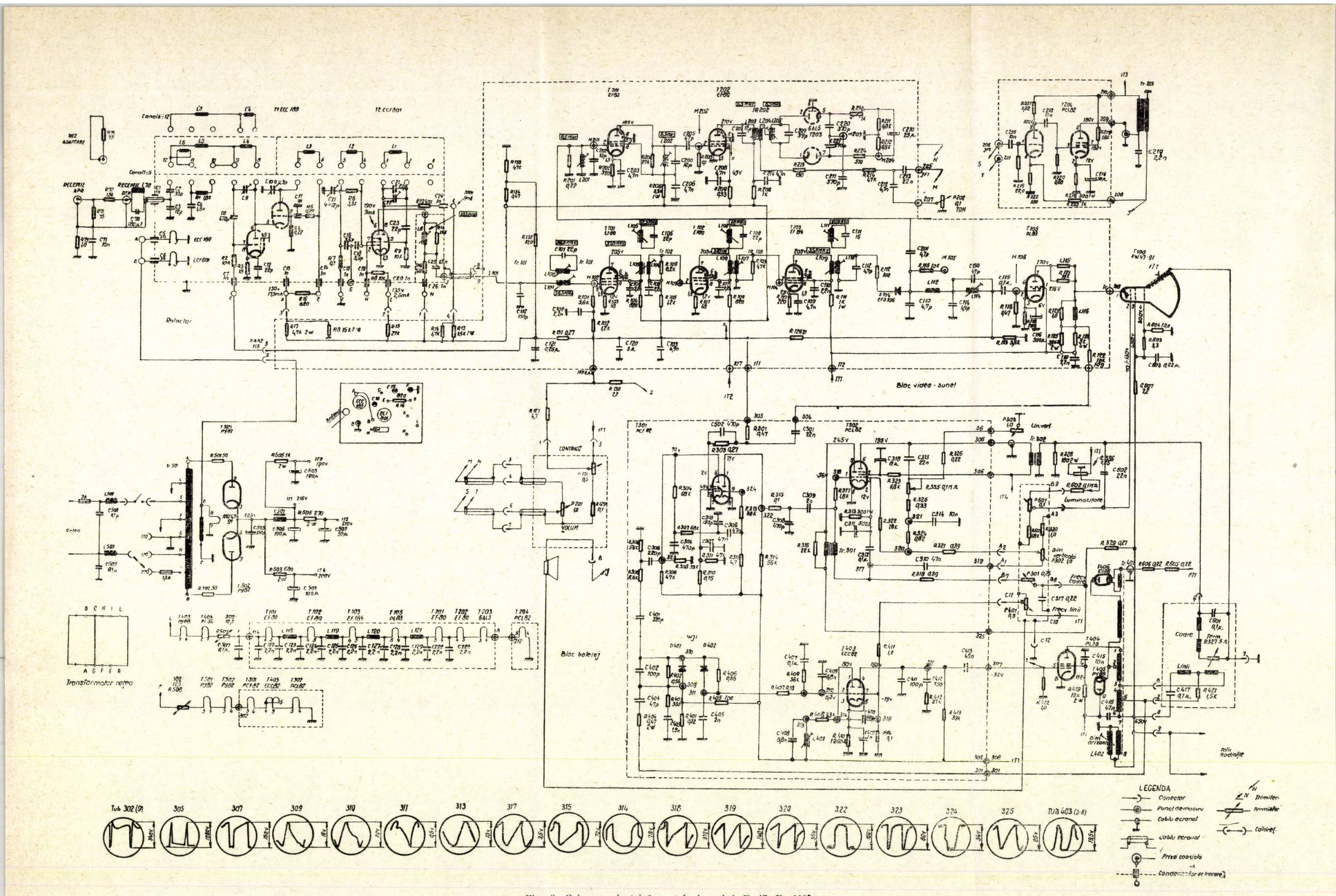



Fig. 3. Schema electrică a televizorului E 47 B—110°

Banda de audiofrecvență la 3 dB, pentru reglajul de ton corespunzător benzii maxime cu o neuniformitate în bandă de $\pm$ 3 dB față de $f_m = 1\,000$ Hz, minimum 80—9 000 Hz, iar pentru reglajul de ton corespunzător benzii minime, minimum 80—2 500 Hz.

Puterea de ieșire cu maximum 5% distorsiuni neliniare este de minim 1 W.

Creșterea admisibilă a temperaturii la suprafața interioară a casetei televizorului, față de temperatura mediului ambiant este de circa 60°C.

## Schema electrică

Schema electrică a acestui televizor este prezentată în figura 3.

Semnalul cules la bornele antenei, se aplică printr-un cablu de coborîre, la borna de intrare a televizorului. În cazul recepționării emițătoarelor apropiate, deci cîmpuri puternice, semnalul se aplică printr-un atenuator rezistiv ($\approx$ 26 dB) format de rezistența $R_{71}$ și rezistența $R_{72}$ (poziția apropiată). În cazul recepționării emițătoarelor depărtate, deci cîmpuri slabe, semnalul se aplică direct pe bobinele de intrare ale amplificatorului de foarte înaltă frecvență (poziția depărtat).

Grupul $L_{70}$, $C_{70}$ formează circuitul de rejecție a semnalului de frecvență intermediară imagine acordat pe frecvența de 37,5—37,7 MHz.

Grupul format din rezistența $R_{70}$ și condensatorul $C_{71}$ este prevăzut pentru punerea la masă a blindajului antenei, datorită tensiunii de rețea care se găsește între masa șasiului și nulul rețelei, depinzînd și de modul de conectare a cordonului de alimentare în priză.

### Blocul rotactor (blocul schimbător de canale)

Impedanța de intrare a amplificatorului de foarte înaltă frecvență este de 75 Ω, semnalul aplicîndu-se nesimetric față de masă. Semnalul este condus la intrarea amplificatorului printr-un cablu coaxial.

Circuitul de intrare este format din bobinele $L_4$, $L_5$, $L_6$ pentru canalele 1 la 5 și de bobinele $L_4$, $L_5$ pentru canalele 6 la 12, comutabile pe canale, capacitatea de intrare a amplificatorului și capacitățile parazite ale circuitului, rezistența $R_2$ și rezistența de intrare a amplificatorului. Bobinele sînt dispuse pe segmente care se montează pe tamburul schimbătorului de canale.

Amplificarea în frecvență foarte înaltă se realizează cu ajutorul unui etaj în montaj cascodă, echipat cu tubul de construcție modernă ECC 189 cu zgomot redus. Prima parte triodă a tubului $T_1$ funcționează cu catodul comun, iar a doua parte triodă funcționează cu grila comună.

Polarizarea primei triode se face cu tensiunea de RAA aplicată grilei prin rezistența $R_2$ și filtrată în prealabil de condensatorul $C_{120}$. De asemenea, mai conține un grup de negativare fixă propriu, format din rezistența $B_3$ și condensatorul $C_{12}$.

Condensatorul $C_7$ evită cuplarea între etaje în frecvență foarte înaltă prin intermediul circuitului de RAA.

A doua parte de triodă a etajului cascodă funcționează cu grila comună din punct de vedere al frecvențelor foarte înalte. Punerea la masă a grilei se face prin condensatorul $C_{11}$.

Polarizarea grilei celei de a doua triode se face prin divizorul potențiometric format din rezistențele $R_4$ și $R_5$.

În circuitul primar se obține acordul inductanței $L_3$ cu capacitatea ajustabilă $C_{10}$ plus capacitățile tubului și ale montajului. Acordul inductanței secundare $L_2$ se obține cu capacitatea ajustabilă $C_{17}$ plus capacitatea de intrare a tubului schimbător de frecvență și capacitatea montajului.

Sarcina anodică a cascodei este formată dintr-un filtru de bandă alcătuit din boinele $L_3$, $L_2$ — comutabile pe canale — condensatoarele $C_{10}$, $C_{17}$ și capacitățile montajului (parazite).

Bobinele filtrului de bandă sînt dispuse pe segmente montate pe tamburul schimbătorului de canale.

Oscilatorul local lucrează într-un montaj de tip Colpitts cu partea de triodă a tubului ECF 801 (de asemenea, un tub nou de construcție modernă cu parametri superiori). Circuitul oscilant este format din bobina $L_1$ comutabilă pe canale, condensatoarele $C_{21}$, $C_{22}$, capacitățile parazite ale tubului ($C_{ag}$, $C_{ac}$ și $C_{gc}$). Reglajul fin al frecvențelor oscilatorului local se realizează cu ajutorul condensatorului $C_{22}$.

Cuplajul între oscilator și schimbătorul de frecvență se face inductiv prin bobinele $L_1$ și $L_2$.

Etajul schimbător de frecvență folosește partea de pentodă din tubul ECF 801. Semnalul util și tensiunea de oscilație se aplică împreună pe grila de comandă a schimbătorului de frecvență, schimbarea de frecvență făcîndu-se aditiv. Circuitul de sarcină al mixerului este compus dintr-un filtru de bandă acordat pe frecvența de 33,5 MHz și capacitatea cablului de legătură cu amplificatorul de frecvență intermediară imagine sunet.

### Amplificatorul de frecvență intermediară

Este compus din trei etaje, folosind următoarele tuburi: două tuburi EF 80 și un tub EF 184. Circuitele de sarcină sînt decalat acordate, avînd următoarele frecvențe de acord: 37,8 MHz, 32,8 MHz și 35,5 MHz.

Semnalul de frecvență intermediară este adus la grila primului etaj de amplificare printr-un cablu de impedanță joasă. În circuitul de grilă al acestui tub se găsește un filtru de bandă de frecvență intermediară acordat pe frecvența de 36,5 MHz.

De asemenea, cuplat inductiv cu fitru de bandă se mai găsește și un circuit de rejecție al semnalului cu frecvența purtătoarei intermediare de sunet, $L_{100}$, $C_{101}$, acordat pe frecvența de 31,5 MHz.

Circuitul de sarcină al primului etaj de amplificare este format din transformatorul de frecvență intermediară $L_{103}$, $L_{104}$, capacitățile parazite și rezistența de amortizare $R_{106}$. Circuitul este acordat pe frecvența de 37,8 MHz. Cuplat inductiv cu acest circuit se găsește un circuit de rejecție al semnalului cu frecvența purtătoare de imagine a canalului superior transpusă în frecvență intermediară $L_{105}$, $C_{105}$, acordat pe frecvența de 31,5 MHz.

Circuitul de sarcină al celui de al doilea etaj de amplificare este format din transformatorul de frecvență intermediară $L_{106}$, $L_{107}$, capacitățile parazite și rezistența de amortizare $R_{109}$ și este acordat pe frecvența de 32,8 MHz.

Cuplat cu acest transformator se află și circuitul de rejecție al semnalului cu frecvența purtătoare de imagine a canalului superior transpusă în frecvență intermediară, $L_{108}$, $C_{108}$, acordat pe frecvența de 30 MHz.

Circuitul de sarcină al celui de al treilea etaj de amplificare, este format din transformatorul de frecvență intermediară $L_{109}$, $L_{110}$, condensatorul $C_{112}$, capacitățile parazite și rezistența de intrare a detectorului de videofrecvență și este acordat pe frecvența de 35,5 MHz.

Cuplat cu acest transformator se află și circuitul de rejecție al semnalului cu frecvența purtătoare de sunet a canalului inferior transpusă în frecvență intermediara, $L_{111}$, $C_{111}$, acordat pe frecvența de 39,5 MHz.

Polarizarea tuburilor primelor două etaje amplificatoare de frecvență intermediară imagine-sunet, se realizează cu RAA, filtrată de grupul format din rezistența $R_{102}$ și condensatorul $C_{102}$ pentru primul

tub și rezistența $R_{105}$ și condensatorul $C_{106}$ pentru cel de al doilea tub. Pentru cel de al treilea tub polarizarea se realizează cu ajutorul grupului de negativare automată format din rezistența $R_{110}$ și condensatorul $C_{109}$ din catodul tubului.

*Detectorul de videofrecvență* este realizat într-un montaj de detecție serie, folosind dioda EFD 106.

Sarcina de detecție este formată din rezistența $R_{113}$ și condensatorul $C_{113}$. Pentru blocarea semnalelor de frecvență intermediară se folosește un filtru trece jos format din condensatoarele $C_{114}$, $C_{113}$ și bobina $L_{112}$. Acest filtru este acordat pe o frecvență de circa 10 MHz. Pentru rejectarea semnalului celei de a doua frecvențe intermediare sunet de 6,5 MHz se folosește circuitul format din bobina reglabilă $L_{114}$ și condensatorul $C_{130}$. Prin rezistența $R_{126}$ se culege tensiunea care se aplică circuitului de RAA.

*Amplificatorul video* primește semnalul video complex obținut în urma detecției prin condensatorul $C_{115}$. Tubul folosit este de tipul PL 83.

Corecția caracteristicii de videofrecvență în domeniul frecvențelor înalte, este realizată de un circuit serie derivație compus din elementele următoare : bobina $L_{115}$, rezistența $R_{121}$ și bobina $L_{116}$, rezistența $R_{123}$.

Polarizarea grilei se obține prin grupul de negativare automată, format din rezistența $R_{118}$ și condensatorul $C_{116}$.

### Calea de sunet

Semnalul de frecvență intermediară de 6,5 MHz, rezultat în urma bătăii dintre purtătoarea imagine și purtătoarea de sunet, este aplicat primului etaj de amplificare de frecvență intermediară realizat cu tubul EF 80, prin condensatorul de separație $C_{102}$, care împiedică pătrunderea eventualelor componente ale semnalului de videofrecvență sub 6,5 MHz în calea de sunet.

Circuitul derivației $L_{201}$, $C_{202}$ din grila primului tub este acordat pe frecvența de 6,5 MHz, fiind amortizat de rezistența $R_{201}$.

Circuitul de sarcină al primului amplificator este un circuit derivație, format din bobina $L_{202}$ și condensatorul $C_{200}$, acordat pe frecvența de 6,5 MHz.

Cel de al doilea etaj de amplificare realizat cu un tub EF 80 mai îndeplinește și funcția de limitator anodic și de grilă.

În circuitul anodic al limitatorului de amplitudine, este montat demodulatorul de frecvență, realizat cu un detector de raport simetric, care folosește tubul 6AL5.

Circuitul primar al detectorului de raport format din bobina $L_{203}$, condensatorul $C_{207}$ și capacitatea parazită este acordat pe frecvența de 6,5 MHz la fel cu circuitul format din bobina $L_{205}$, condensatorul $C_{209}$ și capacitățile parazite. Bobina $L_{204}$ este cuplată strîns cu primarul.

Grupurile de detecție sînt formate din rezistența $R_{211}$ și condensatorul $C_{220}$ pentru o diodă și respectiv rezistența $R_{212}$ și condensatorul $C_{221}$ pentru cea de a doua diodă. Condensatorul $C_{210}$ limitează modulația parazită de amplitudine care s-a suprapus peste semnalul care sosește la detector. Rezistența ajustabilă $R_{210}$ servește pentru liniarizarea curbei în $S$ a detectorului.

Semnalul de audiofrecvență se aplică prin condensatorul de cuplaj $C_{213}$, amplificatorul de audiofrecvență.

Amplificatorul de audiofrecvență este compus dintr-un amplificator de tensiune echipat cu partea de triodă a tubului PCL 82 și un amplificator final de putere echipat cu partea de pentodă a aceluiași tub.

### Blocul baletaj

*Etajul separator* (de tip clasic-limitator prin curenți de grilă) este realizat cu partea de pentodă din tubul PCF 82, în al cărui circuit anodic sînt introduse celule de separarea impulsurilor după durată (circuite de diferențiere pentru linii și un circuit de dublă integrare care asigură detectarea sincroimpulsului de cadre).

Filtrarea sincroimpulsului de cadre este realizată cu două circuite de integrare montate în cascadă realizate din grupurile $R_{304}$, $C_{304}$ și $R_{307}$, $C_{303}$.

Limitatorul și amplificatorul sincroimpulsului de cadre este realizat cu partea de triodă a tubului PCF 82 în anoda căruia se culege impulsul de cadre cu polaritate pozitivă, amplificat.

*Generatorul de baleiaj pe verticală* este format dintr-un oscilator de relaxare (de tip autoblocat) realizat cu partea de triodă a tubului PCL 82 urmat de un etaj de amplificare în putere realizat cu partea de pentodă a tubului PCL 82, cu reacție negativă-selectivă de tensiune.

Cu ajutorul potențiometrului $P_{303}$ din lanțul de reacție, se asigură reglajul liniarității pe verticală, iar cu potențiometrul $P_{301}$ se face reglajul frecvenței baleiajului pe verticală.

Reacția pozitivă necesară oscilatorului de relaxare este asigurată de transformatorul de impulsuri $Tr$ 301. Circuitul care determină frecvența oscilațiilor libere de relaxare este format din următoarele elemente : $C_{311}$, $C_{312}$, $R_{318}$, $P_{301}$ și $C_{317}$.

Negativarea de grilă a etajului final este asigurată de grupul de negativare automată din catod $R_{319}$, $C_{311}$.

Bobinele de deflexie verticală sînt cuplate la tubul final prin transformatorul de adaptare $Tr$ 302. Rezistența $R_{328}$ conectată la bornele circuitului secundar amortizează oscilațiile parazite ale ansambului format de transformator și bobine. Pentru stabilizarea curentului de deflexie cu temperatura s-a introdus în serie cu bobinele de deflexie rezistența $R_{322}$, variabilă cu temperatura (termistor).

*Comparatorul de fază* este echipat cu două diode de seleniu de tipul WJ1 și îndeplinește funcția de reglaj automat al sincronizării liniilor.

Tensiunea continuă (negativă) de reglaj pe care o furnizează comparatorul, este proporțională cu defazajul dintre impulsurile de sincronizare linii, aplicate de la separator prin circuitul de diferențiere $C_{305}$, $R_{309}$ și impulsurile de întoarcere, provenind de la transformatorul de linii prin grupul defazor $R_{404}$, $C_{404}$.

Tensiunea de reglaj de la comparator este netezită cu ajutorul filtrelor $R_{407}$, $C_{406}$ și $R_{409}$, $C_{407}$.

*Generatorul de baleiaj pe orizontală* este de tip multivibrator cu cuplaj catodic echipat cu tubul ECC82. Acest oscilator cuprinde două etaje amplificatoare cu reacție pozitivă, obținută prin cuplarea circuitelor catodice prin grupul $R_{410}$, $C_{409}$.

Reglajul frecvenței liniilor se realizează prin variația polarizării grilei celei de a doua triodă cu ajutorul potențiometrului $P_{401}$.

Circuitul oscilant $L_{401}$, $C_{408}$ conectat în circuitul anodic al primului tub, stabilizează durata perioadei oscilației libere de relaxare a multivibratorului. Frecvența oscilațiilor libere ale acestui circuit este egală cu frecvența liniilor.

În circuitul anodic al celei de a doua părți de triodă este conectat circuitul de formare $C_{411}$, $C_{412}$, $R_{412}$, $R_{413}$.

### Amplificatorul final linii

Tensiunea de baleiaj de linii se transmite la grila amplificatorului final de linii prin condensatorul $C_{413}$.

Etajul final de linii este echipat cu tubul PL 36, funcționînd în montaj cu recuperare serie, dioda recuperatoare fiind PY 88.

Sarcina etajului final de linii este formată din bobinele de deflexie și redresorul de foarte înaltă tensiune și este cuplată la etajul final, autotransformatorul de linii *Tr* 401.

Tensiunea recuperată se obține la bornele condensatorului de recuperare $C_{416}$. Reglajul dimensiunii pe orizontală se face cu ajutorul bobinei $L_{402}$ montată la bornele (7—8) unei înfășurări separate a transformatorului de linii.

Autotransformatorul mai cuprinde o înfășurare specială, care furnizează tensiunea necesară pentru redresorul de foarte înaltă tensiune echipat cu tubul EY 68.

### Alimentatorul televizorului

Tensiunea alternativă de la rețea este aplicată redresorului printr-un autotransformator cu prize. Redresorul de tensiune lucrează după o schemă cu dublarea de tensiune și lucrează cu două tuburi identice PY 82.

Pentru protejarea lămpilor redresoare împotriva șocurilor mari de curent, în serie cu redresoarele sînt montate rezistențele $R_{501}$ și $R_{502}$. Condensatorul $C_{509}$ are rolul de a pune la masă perturbațiile cu frecvențe mai ridicate decît a rețelei, care ar putea pătrunde în circuitul televizorului.

Tensiunea redresată este filtrată de celula de filtraj $C_{505}$, $L_{501}$ și $C_{506}$.

Rezistențele $R_{503}$, $R_{505}$ și $R_{506}$ au rolul de a filtra tensiunea.

Decuplarea filamentelor din punct de vedere al frecvențelor mai ridicate decît a rețelei se face prin condensatoarele și bobinele de șoc, montate în circuitele de filament.

Bobinele de șoc $L_{502}$ și $L_{503}$ servesc la atenuarea radiațiilor baleiajului orizontal în rețeaua de alimentare.

# Note tehnice externe

### Filtrul mecanic, un nou element constructiv

Filtrele electrice cu inductanțe neputînd avea, în domeniul sutelor de kHz, factori de calitate destul de buni, pentru a realiza margini abrupte, au fost abordate pe rînd filtre mecanice cu cuarț și filtre magnetomecanice. Laboratoarele VEB Entwicklungswerk Funkmechanik și VEB Fernmeldewerk Leipzig au elaborat de curînd filtre magnetomecanice bazate pe sisteme rezonante realizate dintr-un aliaj cu Q=20 000 și cu un coeficient de temperatură $\alpha=2.10^{-6}/°C$, fără a folosi metale rare, transformarea energiei mecanice în energie electrică făcîndu-se prin magnetostricțiune. O tijă poartă la capete transformatoarele magnetostrictive cu ferită și între ele rezonatoarele mecanice în cascadă. Pentru evitarea efectului patratic al histerezei, asupra feritelor se aplică un cîmp magnetic continuu care le aduce într-o porțiune de lucru liniară. Între 300 și 700 kHz se folosesc oscilații longitudinale ; între 100 și 300 kHz oscilații de torsiune, iar sub 100 kHz oscilații transversale ale unor discuri. Avantajele filtrelor mecanice sînt dimensiunile reduse, stabilitatea termică și mecanică, adaptarea mai largă, prețul redus. Ele nu se pot folosi decît în cuplaj cu o sarcină de asemenea stabilă termic.

(Din „Fernmelde—Praktiker", nr. 3, 1965)

### Cromatronul

În Japonia s-a perfecționat și introdus în fabricația de serie un nou tip de cinescop pentru televizoarele în culori, după un principiu mai vechi, al lui Lawrence, care pare a depăși considerabil tubul cu mască, singurul industrializat pînă ani. Spre deosebire de tubul cu mască, cromatronul are un singur tun electronic. O rețea de eșantionare și întîrziere transformă semnalele de culori elementare, simultane, în impulsuri succesiv intercalate, așa încît asupra fasciculului electronic se aplică un semnal secvențial. Concomitent, tensiuni continue se aplică asupra a două rînduri de fire verticale situate în drumul fasciculului electronic și cu o frecvență egală cu aceea a eșantionării și care se obține de la subpurtătoarea de crominanță. Aceste fire joacă rolul măștii și în funcție de tensiunile aplicate deviază fasciculul ce trece printre ele la dreapta, la stînga sau de loc. Ecranul are benzi colorate verticale, ca tubul Apple ; numărul acestora fiind de ordinul 1 200, se obține o definiție pe orizontală de cca. 400. Între rețeaua de fire și ecran fasciculul electronic mai este accelerat, obținîndu-se o creștere a iluminării și o mărire posibilă a imaginii. Avantajele Cromatronului sînt reglajul ușor în fabrică (deci reducerea costului și a rebuturilor) și luminozitatea mare (în timp ce masca reține 85% din electronii care o bombardează, rețeaua nu reține decît 20%, deci dă o luminozitate de 5 ori mai mare) comparabilă cu a cinescoapelor alb-negru. Contrastul atins este 30 dB, iar tensiunea anodică necesară este 22 kV. Se poate spera că acest tub, conceput pentru sistemul NTSC, va fi adaptat cu succes la sistemul secvențial SECAM.

(Din „Radioschau", nr. 1, 1965)

### Microfon fără fir

Noul microfon portativ, construit de o firmă austriacă, se poate purta neobservat atîrnat la piept, mascat de haină, și recepționează deosebit de bine sunetele primite de sus, pe verticală. Banda lui de frecvențe este 60—1200 Hz cu abateri de ±7 dB avînd atenuate special frecvențele joase pentru evitarea sufluțui. Emițătorul anexat are dimensiunile unui pachet de țigări și se poate ține într-un buzunar, împreună cu antena. Puterea lui este de 1 mW, iar raza de acțiune 100 m. Receptorul fix, tranzistorizat, alimentat din baterii, are o sensibilitate corespunzătoare și se poate adapta la orice amplificator audio.

(Din „Radioschau", nr. 1, 1965)

### Lincompex, un nou echipament pentru radiotelefonia la mare distanță pe unde decametrice

Poșta britanică a pus în funcțiune pe ruta Londra-New-Delhi un nou echipament pentru transmisiuni radiotelefonice în condiții de perturbații puternice și fading. La emisiune se aplică o compresiune dinamică, creîndu-se simultan și un semnal de control, proporțional cu nivelul instantaneu, care se transmite separat, necesitînd o bandă foarte îngustă. La recepție semnalul de control acționează expandorul. Transmiterea semnalului de control prin modularea unei subpurtătoare în frecvență evită afectarea lui de către fading. Pe lîngă o ameliorare importantă a raportului semnal-zgomot, sistemul are și avantaje că evită fenomenele de paradiafonie din circuitele radio. De asemenea el taie zgomotul în timpul pauzelor de convorbire.

(Din „The Radio and Electronic Engineer", nr. 3, 1965)

### Identificarea emisiunilor de televiziune prin cod pe liniile de test

Televiziunea franceză, remarcînd dificultatea identificării originii unor emisiuni sau transmisiuni pe radiorelee din cauza numeroaselor schimburi de programe între țări și considerînd de primă importanță această identificare pentru motive de ordin financiar și de drept de autor, propune introducerea unui semnal în cod, caracteristic fiecărei țări și fiecărui studio de televiziune, în intervalul de timp al întoarcerii cadrelor, înaintea liniei de test albă internațională. Această soluție concordă cu recomandările CCIR. Informația este codificată sub formă de triplete de impulsuri înaintea fiecărui cadru. Primul impuls servește ca origine ; al doilea, indică țara și constă din trei cifre, fiecare cifră necesitînd pînă la 10 impulsuri succesive, deci un timp total de 10 cadre. Al treilea impuls dă numărul de ordine al studioului, putînd avea de asemenea trei cifre. În timp de 0,8 s (40 cadre) semnalul este transmis integral. Decodificarea integrează impulsurile succesive determinînd numărul lor. Repetîndu-se, aceste semnale de identificare sînt ușor de prelucrat și evită orice eroare.

(Din „Télévision", nr. 1, 1965)

### Frecvențmetru numeric

Un nou frecvențmetru pentru utilizări largi în laboratoare și în industrie, cu scară iluminată și cu indicare prin cinci cifre, prevăzut cu oscilator din cristal de cuarț pentru 10 kHz, permite măsurări de frecvență, perioadă, viteză medie și număr de impulsuri stochastice.

Pentru măsurările de frecvență se utilizează impulsurile oscilatorului asociat cu un divizor în decade, pentru a închide și deschide o poartă pe o durată prestabilită de 0,01...10 s, în decursul căreia impulsurile de intrare sînt numărate și afișate.

Viteza este măsurată în acelaşi fel, în decursul unei perioade a porţii de 6 s, pentru a furniza o indicaţie directă a valorii eficace.

Pentru măsurarea duratelor unei perioade se procedează invers, anume se numără numărul de impulsuri produse de oscilatorul cu cristal în decursul unui ciclu de impulsuri. Aparatul poate fi folosit şi în calitate de cronometru, prin numărarea numărului de impulsuri într-un timp dat. De asemenea, se pot număra impulsuri stochastice, dacă distanţa de separare dintre două impulsuri succesive nu este mai mică decît 0,1 μs.

Frecvenţa se poate măsura de la valoarea zero pînă la 10 MHz, duratele de perioade şi de impulsuri stochastice pînă la 99, 999 s. Precizia generală este de ± 1 unitate, plus sau minus precizia oscilatorului, care este de o milionime la temperatura camerei. Afişajul final este vizualizat pe o durată reglabilă de 1...15 s, afară de cazul că se procedează la restabilirea manuală.

(Din „Instrument Review", decembrie, 1964)

### Un nou tip de întreruptor

La o conferinţă a asociaţiei pentru radio şi telecomunicaţii „A. S. Popov" s-a prezentat o comunicare referitoare la un nou comutator fără părţi mobile şi cu frecvenţă înaltă de comutare, bazat pe efectul Hall.

Dacă se introduce un generator Hall în cîmpul magnetic al unui electromagnet, acest cîmp poate fi reglat astfel încît între sondele aşezate faţă în faţă din punct de vedere geometric să nu existe nici o diferenţă de potenţial (poziţia întrerupt). La o modificare a valorii sau direcţiei cîmpului magnetic apare o anumită diferenţă de potenţial şi la ieşirea generatorului Hall se obiţne o tensiune (poziţia în funcţiune).

Printr-o dimensionare adecvată a electromagnetului şi a generatorului Hall şi printr-o alegere corespunzătoare a materialului se pot obţine diverse tensiuni de ieşire, evitîndu-se cea mai nefavorabilă influenţă a temperaturii. La încercările practice efectuate cu plăcuţe de antimoniură de indiu cu dimensiunile 3×2×0,1 mm s-a obţinut un raport de întrerupere cu valoarea 100. S-a constatat că întreruptorul este în mare măsură sigur în funcţionare, datorită construcţiei sale simple şi are o durată mare de funcţionare. Întreruptorul acesta permite pînă la 180 000 întreruperi pe secundă.

În locul conectării în serie a unor întreruptoare se poate construi un întreruptor mai complicat cu mai multe generatoare Hall şi un electromagnet.

(Din „Radio und Fernsehen", nr. 21, 1964)

### Reţeaua de abonaţi Telex din Republica Federală Germană

La începutul lunii iulie 1964 a fost dat în comunicaţie a 50 000-a linie de abonat Telex din R.F.G. Aceste linii sînt conectate în aproximativ 500 de centrale. Centrala cea mai importantă cu 4 600 linii şi 5 100 unităţi de apel se găseşte la Hamburg.

Serviciul Telex a fost iniţiat în 1933 cu 21 de abonaţi prin intermediul centralelor din Berlin şi Hamburg.

Mesajele schimbate în prezent între abonaţi (50 000) realizează un trafic de peste 60 milioane de unităţi de taxare în serviciul intern complet automatizat şi 5,7 milioane minute taxate în traficul internaţional.

Traficul internaţional se efectuează în proporţie de 90% în mod automat, 6% semiautomat şi doar 4% manual.

În prezent în R.F.G. există 925 racorduri Telex pentru 1 milion de locuitori.

(Din „Journal des télécommunications", octombrie, 1964)

### Dezvoltarea telecomunicaţiilor în Anglia

Administraţia telecomunicaţiilor din Anglia a anunţat un plan de cinci ani care are ca scop suprimarea listelor de înscriere pentru instalări de posturi telefonice pînă în luna martie 1966, creşterea numărului de posturi telefonice la 11 milioane înaintea anului 1968, asigurînd pînă la aceeaşi dată efectuarea a două miliarde comunicaţii suplimentare. De asemenea pînă în anul 1970, majoritatea abonaţilor vor beneficia de serviciul telefonic automat.

În ceea ce priveşte reţeaua Telex, în cursul anului financiar 1963—1964, serviciul intern Telex s-a dezvoltat astfel încît numărul abonaţilor a crescut cu 20% ajungînd la 12 400. În cursul acestui an, abonaţii principali care efectuează legături internaţionale, cum sînt companiile de navigaţie aeriană şi maritimă, băncile şi agenţiile, au început să utilizeze circuite telegrafice închiriate. În prezent se numără 115 circuite închiriate realizînd legături cu localităţi din Europa şi 148 circuite realizînd legături cu ţări din afara Europei, faţă de un total de numai 15 circuite în anul 1950.

(Din „Journal des télécommunications", octombrie, 1964)

### Un sistem pentru transmiterea semnalelor de televiziune prin circuite telefonice

În Anglia se dezvoltă în prezent un sistem cu ajutorul căruia semnalele de televiziune pot fi transmise prin circuite telefonice obişnuite. Semnalele unei camere videocaptoare sînt explorate electronic cu viteză mare iar impulsurile obţinute sînt transformate în semne codificate. La recepţie un aparat electronic decodifică semnalele recepţionate şi le transformă astfel încît să poată reda imaginile parţiale provenind de la camera videocaptoare ; redarea imaginii se face tot cu ajutorul unei camere videocaptoare care produce imaginea în mod uzual. Procedeul se găseşte în stadiul experimental însă a dat în laborator rezultate satisfăcătoare. Calitatea imaginii este bună cu toate că nu se folosesc decît 245 linii (faţă de 405 sau 625 linii la televiziunea normală). De altfel nu se tinde la obţinerea unei calităţi de imagine comparabilă cu acea a televiziunii ; la fel ca şi calitatea acceptabilă pentru convorbirile telefonice, calitatea imaginii transmise prin circuite telefonice este acceptabilă chiar dacă nu arată toate detaliile fine.

Este prima dată că se utilizează în acest scop modulaţia în impulsuri, care de altfel va fi în curînd utilizată în Anglia şi pentru traficul telefonic, mărindu-se în acest fel capacitatea de convorbiri a circuitelor. Vor fi astfel create condiţiile transmisiunii telefonice cu televiziune ; formatul imaginii este de mărimea unei cărţi poştale cu latura mare verticală, ceea ce corespunde de altfel cu cerinţele.

În acest fel va fi posibil ca în curînd legăturile telefonice să fie dublate cu posibilitatea vederii reciproce a partenerilor din convorbire.

(Din „Der Fernmelde-Praktiker", septembrie, 1964)

### Receptoare microminiaturizate pentru radiolocaţie

Prin microminiaturizarea amplificatorului limitator de bandă largă — partea constructivă principală a unui receptor de radiolocaţie — s-a obţinut o reducere de circa 200 de ori a dimensiunilor şi de circa 50 ori a greutăţii receptoarelor de radiolocaţie. Acest receptor produce o amplificare de 39 dB, amplificînd semnale într-o bandă de frecvenţă de la 1 000 pînă la 1 200 MHz. Întregul receptor nu depăşeşte mărimea unei mingii de golf.

(Din „Electronics", decembrie, 1964)

# Referate

VÖLZ, H. **Despre simetria unui spectru modulat în frecvenţă,** Nachr.-Techn., 14 (1964) nr. 9, septembrie, pag. 340—344, 8 fig., 5 ref. bibl.

Se definesc trei moduri distincte de reprezentare a oscilaţiei modulate : prin frecvenţă, prin defazaje sau prin spectru, precum şi indicele de modulaţie. Se indică o metodă grafică de determinare a spectrului energiilor în cazul unei modulaţii variabile infinit lent (cvasistaţionară) pe baza formei funcţiei de timp. Sînt analizate apoi spectrele de energie simetrice cvasistaţionare şi criteriile de echivalenţă a lor. Este analizat cazul în care frecvenţa purtătoarei coincide cu centrul de greutate al spectrului energiilor în benzile laterale ; se dau criterii de determinare a centrului de greutate al spectrului şi a tensiunii continue echivalente corespunzătoare centrului de greutate. În încheiere sînt date exemple de analiză a spectrelor unor oscilaţii modulate în frecvenţă.

RUSH, JAMES, W. Jr. **O variantă constructivă a unui tub electric utilizat în frecvenţe ultraînalte : tubul ceramic cu vid,** Electronics, 37 (1964) nr. 23, august, pag. 50—55, 7 fig., 3 tabl.

În tehnica frecvenţelor ultraînalte au început să cîştige teren, în multe aplicaţii, tuburile ceramice cu vid. Caracteristicile esenţiale, ale acestora, care le deosebesc de tuburile de sticlă, sînt : robusteţe, durată mare de serviciu, compacitate, timpi de trecere reduşi, capacitate grilă-anod mică, zgomot şi fenomene de microfonie mici. Există două variante constructive şi anume : cu electrozi de tip planar, şi cu structuri concentrice. Cele din ultima categorie prezintă, faţă de primele, dezavantajele unor alinieri repetate în diferite etape tehnologice, ale unui nivel de zgomot mai ridicat şi ale unui efect de microfonie mai pronunţat. În schimb, structura concentrică permite încălzirea unei porţiuni mai mari a catodului, cu un acelaşi consum de putere. O problemă dificilă o reprezintă realizarea sistemelor de etanşare. Se descriu sistemul de etanşare pe bază de nichel în ansambluri de tip ceramică-metal, precum şi diferite aplicaţii ale acestor tuburi.

BOGORODIŢKI, N. P. şi FRIEDBERG, I. D. : **Materiale dielectrice şi problema elementelor radioelectronice active,** Elektricestvo, 85 (1964) 9, septembrie, pag. 30, 8 fig.

Problema folosirii dielectricilor în tehnica frecvenţelor înalte în anumite condiţii de temperatură este rezolvată prin calcularea conductivităţii electrice. Aplicarea legii dependenţii conductivităţii faţă de temperatură şi calculul diferenţei de potenţial într-un circuit dielectric, permit găsirea unor criterii de clasificare a materialelor. Fiecare categorie se subimparte în elemente cu proprietăţi dielectrice, feromagnetice şi semiconductoare. Modul de funcţionare şi domeniul de utilizare al fiecărei categorii este explicat prin efectul de barieră, teoria grupei de potenţial şi a lucrului mecanic de extracţie a electronilor.

Au fost construite transformatoare ceramice, avînd acelaşi rol ca şi transformatoarele magnetice, compuse din două părţi distincte : excitatoarea şi generatorul, care necesită o sursă de oscilaţie. Pentru acest tip de transformator se determină relaţiile pentru dimensionarea lor, precum şi raportul de transformare.

WALSH, ROBERT, J. **Măsurarea grosimii unui strat al blocurilor de siliciu cu straturi epitaxiale,** Solid-State Technol., (1964) august, pag. 23—27, 5 fig., 2 tabl., 17 ref. bibl.

Metoda convenţională de măsurare a grosimii straturilor epitaxiale din blocurile semiconductoare utilizate în circuite şi bazată pe secţionări, deşi precisă, nu este convenabilă, avînd un caracter distructiv. Se propun alte două metode, aplicabile în funcţie de grosimea stratului respectiv. Una din metode utilizează fenomenul de interferenţă a radiaţiilor infraroşii reflectate la nivelul suprafeţei superioare şi la nivelul de separaţie între suport şi stratul epitaxial. Această metodă, aplicabilă în cazul în care stratul epitaxial are un nivel redus de impurităţi faţă de suport, permite măsurarea grosimii stratului respectiv, cu ajutorul spectrometrului, şi anume pe baza unei relaţii referitoare la acea lungime de undă din cadrul radiaţiilor infraroşii la care se produce interferenţa. Neregularităţi la nivelul suprafeţelor de separaţie pot determina anularea parţială a interferenţelor şi deci denaturarea rezultatelor ; ca măsură de prevedere în acest sens, se prevăd măşti speciale, care expun spre analiză doar porţiuni restrînse din ansamblul semiconductor. A doua metodă se bazează pe apariţia, la nivelul suprafeţei de separaţie, a unor defecte de tipul unor centre de aglomerare, datorită necurăţirii suficiente a acestor suprafeţe. Aceste defecte de aglomerare fac ca, la tratarea blocului cu anumite substanţe, pe suprafaţa stratului epitaxial să fie puse în evidenţă anumite figuri direct corelate, prin geometria lor, cu adîncimea defectelor care le-au generat şi deci cu grosimea stratului epitaxial. Se analizează mecanismul intim al celor două metode şi se compară rezultatele.

OBERLY, J. J. **Pelicule epitaxiale produse prin depuneri de argint în vid, pe suprafaţa de germaniu şi siliciu,** Solid-State Electron. 7 (1964), nr. 9, septembrie, pag. 677—685, 5 fig., 5 ref. bibl.

Studiul proprietăţilor peliculelor de argint, depuse în straturi epitaxiale pe suporturi de germaniu sau siliciu, pe baza unui proces de evaporare în vid, a pus în evidenţă deosebiri faţă de aceleaşi depuneri de argint pe suporturi de săruri metalice. În cazul studiat, depunerea s-a realizat pe straturi de germaniu sau siliciu încălzite. S-au constatat fenomene de variaţie a orientării straturilor epitaxiale, prezenţa unor conglomerate de argint, variabile cu temperatura şi cu natura suportului, variaţii de temperatură la suprafaţă etc. Studiul acestor variaţii, care pot fi atribuite unui complex de cauze, dintre care fenomene de difuziune, de aliere, de difracţie etc., s-a realizat cu ajutorul unui echipament special, constînd dintr-un suport al stratului de germaniu sau siliciu, încălzitoare din wolfram, dispozitive de vidare, sisteme de măsurare a temperaturii cu ajutorul unor termocupluri ; studiul s-a făcut în condiţii de temperaturi variabile.

BRICKEY, R. P. **Folosirea diodei Zener,** Electronic Technician, 80 (1964) nr. 7, iulie, pag. 64—65, 8 fig.

De mai mult timp, diodele Zener s-au produs pentru o gamă largă de puteri, toleranţe şi tensiuni. Cu toate acestea, puţini tehnicieni sînt familiarizaţi pe deplin cu aplicaţiile lor, ceea ce nu este prea surprinzător ; recent s-au făcut numeroase progrese în tehnica semiconductoarelor, în care dioda Zener ocupă un loc important.

Proprietăţile diodei Zener derivă din funcţionarea joncţiunii $p$—$n$ cu negativare inversă, în regim de avalanşă. Atunci cînd partea $n$ a unei joncţiuni

$p$—$n$ devine mai pozitivă decît partea $p$ — sub valoarea tensiunii de întrerupere — joncțiunea este negativată invers și prin ea trece numai un curent foarte mic. În aceste condiții, electronii din partea $n$ sînt respinși de sarcina negativă din partea $p$, iar golurile din partea $p$ sînt respinse de tensiunea pozitivă aplicată în partea $n$. Deoarece materialele semiconductoare de tipurile $n$ și $p$ nu sînt niciodată perfecte, impuritățile existente dau naștere la unele goluri în partea $n$ și la unii electroni liberi în partea $p$. Așadar, la o negativare inversă va trece un curent foarte mic.

Dacă negativarea inversă se mărește pînă la valoarea tensiunii de întrerupere și chiar dincolo de ea, conducția diodei crește rapid. Aceasta este zona de funcționare Zener. La o diodă proiectată special pentru această funcționare, trecerea de la blocare la conducție, pe măsură ce tensiunea se mărește, se face foarte repede.

Creșterea curentă a puterii în punctul de avalanșă este oarecum complicată fiind asemănătoare cu multiplicarea electronilor într-un tub fotomultiplicator. Un electron accelerat de tensiunea aplicată joncțiunii se ciocnește cu un electron legat și se eliberează. Acești electroni se ciocnesc apoi cu alți electroni, mărind curentul care trece prin joncțiune. Creșterea curentului va provoca o creștere a căderii de tensiune pe o impedanță serie din circuitul diodei, dînd astfel o cădere de tensiune constantă în diodă. Este deci evident că o diodă Zener poate fi folosită ca și un tub regulator șunt cu gaz.

La circuitele cu negativare fixă din amplificatoarele de radiofrecvență (RF) se folosește în mod frecvent un releu care să întrerupă $B^+$ în cazul cînd negativarea lipsește. Siguranța de funcționare a acestui tip de comandă a subtensiunii se poate îmbunătăți prin utilizarea unei diode Zener, alegîndu-se una a cărei tensiune Zener este egală cu valoarea subtensiunii alese a nivelului de declanșare. Dioda Zener oferă o tensiune de referință sigură, suprimînd reglările dificile ale releului.

Numeroase circuite electronice necesită a fi protejate împotriva vîrfurilor de supratensiune. Pentru majoritatea echipamentelor o simplă siguranță fuzibilă nu este de obicei suficientă. În plus, deseori este dificil de găsit o siguranță fuzibilă care să ofere o protecție corectă pentru curenți de sarcină atît de variați.

Pentru aceasta se alege o diodă avînd punctul de lucru Zener imediat deasupra tensiunii de lucru normale. Dacă tensiunea sursei depășește tensiunea Zener, curentul mărit care trece prin dioda Zener se va adăuga la curentul de sarcină și va arde siguranța. Acest circuit asigură o protejare efectivă a sarcinii.

Diodele Zener mai pot fi folosite pentru a tăia vîrfurile de tensiune ale colectorului tranzistorului care altfel ar depăși valorile maxime.

* * * **Diodele semiconductoare utilizate în circuitele de negativare,** Radio (1964), nr. 12, decembrie, pag. 30—31.

Recent în revista „Radio" a fost publicat articolul lui G. Voișvillo despre folosirea stabilitroanelor cu siliciu în circuitele catodice ale tuburilor, pentru crearea negativării automate. O astfel de utilizare a stabilitroanelor merită, fără îndoială, atenție și permite să se mărească simțitor amplificarea etajelor echipate cu tuburi electronice, în special la frecvențele joase.

Cele mai bune rezultate se obțin în cazul cînd valoarea necesară a negativării corespunde în mod aproximativ cu tensiunea de străpungere a stabilitronului. În caz contrar, schema circuitului de negativare se complică din cauza introducerii unor divizoare cu rezistență suplimentare, iar efectul stabilitroanelor se reduce în mod corespunzător.

În majoritatea cazurilor, mai ales în etajele echipate cu tuburi cu pantă mare este necesară o negativare de circa 0,5...2,5 V. Pentru aceasta este mult mai comod să se folosească diodele obișnuite, cu contact punctiform și cu joncțiune, conectate direct.

Ca și orice element neliniar, dioda semiconductoare are rezistențe diferite în curent continuu și în curent alternativ.

Trebuie menționat că coeficientul $Q$ al diodelor nu depinde de frecvență și de aceea, reducerea amplificării nu va avea loc nici la cele mai joase frecvențe. Coeficentul de calitate al diodei depinde de tipul caracteristicii lui și de alegerea punctului de funcționare. Cu cît caracteristica diodei este mai abruptă și cu cît punctul de funcționare se amplasează mai jos pe ea, cu atît $Q$ este mai mare. În mod practic, pentru utilizarea considerată, punctul de funcționare trebuie să se aleagă la dreapta punctului de inflexiune a caracteristicii diodei, deoarece la stînga acestui punct, panta caracteristicii scade repede și prin urmare $R_{din}$ se mărește. Cealaltă poziție extremă a punctului de funcționare este determinată de curentul maxim admisibil prin diodă. Principalii parametri ai diodelor semiconductoare, necesari pentru alegerea corectă a tipului potrivit de diode sînt dați într-o tabelă în care se indică gamele tensiunilor de negativare și ale curenților tuburilor, precum și valorile rezistenței statice și coeficentul de calitate ale diodelor.

Unele dintre ele, de exemplu diodele de tipul D2 au o caracteristică prea înclinată, din care cauză la aceste diode $Q$ nu depășește valoarea 2...3. Alte diode, de exemplu cele de tipul D7, au o rezistență mică în curent continuu (unități de ohm), ceea ce limitează folosirea lor. Din examinare au fost excluse de asemenea diodele de foarte înaltă frecvență, care necesită o armătură specială de fixare, cum și diodele redresoare de putere.

În încheiere trebuie menționat că diodele pot fi utilizate nu numai în circuitele de catod ale etajelor cu tuburi, ci și în dispozitivele cu tranzistoare, atît în circuitul emitorului, cît și în circuitul bazei, în calitate de element de separație între tranzistoare.

KOCH, H. **Bazele transmiterii pe cale inductivă a informațiilor,** Funk Technik, (1964) nr. 19, pag. 695—696 și nr. 20, pag. 733—734.

Condițiile de propagare ale cîmpurilor magnetice permit realizarea unor căi de comunicații fără fir, pe calea inductivă, numai la distanțe pînă la cîțiva zeci de metri. Dacă însă se dotează emițătorul sau receptorul cu linii de lungime corespunzătoare, utilizate ca antene, atunci se pot stabili legături la distanțe pînă la cîțiva kilometri și se pot acoperi suprafețe de cîteva sute de mii de metri pătrați, fără nici o greutate. Cuplajul relativ strîns dintre emițător și receptor, care rezultă prin aceasta, permite o comunicație fără fir remarcabil de sigură, așa cum alte sisteme de telecomunicații nu o asigură. Acest avantaj, pe lîngă altele, pledează pentru utilizarea acestei metode de telecomunicații la instalațiile de apel, la instalațiile de traducere cu mai multe canale, la instalațiile de comunicație montate pe macarale și la instalațiile de comandă. În afară de aceasta pot să existe și alte domenii de utilizare în sectorul electronicii, ca spre exemplu, radioficarea trenurilor, autobuzelor, sau avioanelor.

Transmisiunea pe cale inductivă este indicată pentru domenii unde este necesară în special o programare liniară a undelor de-a lungul unui traseu predeterminat. Totuși nu se poate asigura o exploatare în sistem radio la care emițătorul și receptorul să se poată deplasa oricum, datorită condițiilor de propagare ale cîmpului magnetic. Unul din punctele sistemului de transmisiune, emițătorul sau receptorul, trebuie să fie racordat fix pe

frecvența buclei de inducție. Stația opusă va fi dotată cu o antenă-cadru sau cu o antenă cu ferită, ea putîndu-se utiliza în deplasare. În felul acesta de-a lungul buclei se pot stabili legături la distanța de cîțiva kilometri, iar perpendicular pe buclă se pot stabili legături pînă la cîțiva zeci de metri. Datorită propagării reduse a cîmpului magnetic perpendicular pe buclă, se poate realiza o exploatare foarte economică din punct de vedere al frecvenței. datorită faptului că se pot repeta aceleași benzi de frecvență la distanțe foarte mici.

Domeniul de frecvențe se limitează în special la gama undelor kilometrice (30...300 kHz); în cazul respectării normelor impuse de poștă se pot utiliza frecvențe numai pînă la 135 kHz (datorită învecinării cu gama de unde lungi pentru radiodifuziune). Sub 30 kHz atenuarea de cuplare în cîmpul magnetic crește atît de puternic din cauza inducției care scade cu frecvența, încît sînt necesare puteri de emisie foarte mari. Totuși pierderile pe linie scad o dată cu micșorarea frecvenței, astfel încît prin aceasta se obține un anumit echilibru în ceea ce privește bilanțul puterilor. La partea superioară a domeniului de frecvențe, atenuarea de cuplare atinge însă valori favorabile, în timp ce atenuarea pe linie capătă o importanță mai mare. Dacă la alegerea frecvenței purtătoare nu se iau la început în considerare condițiile impuse de lărgimea de bandă, atunci în domeniul de frecvențe amintit se pot executa transmisii aproape echivalente.

Pentru transmisiunile pe cale inductivă se iau în considerație modulația de amplitudine sau modulația de frecvență datorită simplității montajelor la emițător și receptor. Modulația de frecvență în cazul unor aceloraşi etaje finale ale emițătorului necesită o putere a purtătoarei de patru ori mai mare și din această cauză este mai economică decît modulația de amplitudine. În afară de aceasta, atenuarea benzilor laterale de modulație, mai înalte, în cazul unei bucle acordate se va resimți mai puțin dacă în aparatele de recepție se va asigura o limitare suficientă. La modulația de amplitudine atenuarea benzilor de modulație poate fi compensată numai prin corecții în emițător. În orice caz modulația de amplitudine necesită un acord precis la rezonanță, pentru buclă și o adaptare individuală a emițătoarelor. În cazul unor factori de calitate ridicați ai buclei și a unor frecvențe purtătoare mai joase, lărgimea de bandă necesară trebuie să fie reglată la nevoie printr-o amortizare ohmică. Domeniul de reglare necesar pentru aparatele de recepție este de cel puțin 60 dB și impune de asemenea, o complicare a aparatajului. La modulația de amplitudine este avantajos faptul că există posibilitatea unei pilotări directe cu cuarț a emițătorului.

Avantajele modulației de frecvență sînt: domeniul de reglare mai mare la receptor ($> 80$ dB), reducere suplimentară a perturbațiilor și a tensiunii de ieșire de audiofrecvență constantă după introducerea limitării. Ultimul avantaj este foarte important în special la telecomenzi și la transmiterea datelor. În afară de aceasta, puterea de emisie mai redusă cerută în cazul modulației de frecvență poate fi produsă ușor cu ajutorul tranzistoarelor. Alegerea tipului de modulație depinde și de banda de audiofrecvență care urmează să fie transmisă. Pentru transmiterea vorbei este suficientă o bandă cuprinsă între 300 și 3 000 Hz. În această bandă se pot utiliza pînă la 24 canale de joasă frecvență pentru acționări la distanță și pentru transmiterea datelor. Printr-o codificare corespunzătoare a frecvențelor joase se obține un număr mare de informații care pot fi transmise.

La modulația de amplitudine, benzile laterale de modulație pot fi radiate fără o atenuare importantă, chiar și în cazul buclelor acordate. La modulația de frecvență trebuie să se lucreze cu deviație redusă de 1 pînă la 2 kHz, datorită lărgimii de bandă de înaltă frecvență. Deși din această cauză factorul de modulație va fi mai mic decît 1, totuși se obține un raport semnal/perturbație mai bun decît în cazul modulației de amplitudine. Pentru cazul de utilizare prezentat aici este suficient dacă se transmit numai benzile laterale în cazul modulației de frecvență cu bandă îngustă. Amplitudinea acestor benzi laterale este mai mare ca 10% din oscilația purtătoarei nemodulate. Pornind de la aceste premise, pentru frecvența maximă de modulație de 3 kHz și la o deviație de 2 kHz rezultă o lărgime de bandă de aproximativ 8 kHz. Aceasta reprezintă aproximativ aceeași lărgime de bandă ca și cea ocupată de modulația de amplitudine cu două benzi laterale. Din această cauză pentru transmisia inductivă se pot utiliza ambele tipuri de modulație. În cazul buclelor aperiodice (linii închise cu două conductoare) cerințele legate de lărgimea de bandă au importanță numai în legătură cu numărul de canale de transmisie dorit.

În încheiere se tratează problema raportului semnal/zgomot și a atenuării transmisiei.

GEGLOWSKI, FRANK E. **Cercetări cu privire la posibilitățile de realizare și la analiza sistemelor pentru transmisia informațiilor,** Pipe Line News, 36 (1964), nr. 9, august, pag. 12—26, 13 fig.

Articolul prezintă elementele unui studiu pregătitor cu privire la proiectarea unui sistem complex de transmisie a diverse categorii de informații între un anumit număr de puncte, în ceea ce privește: alegerea sistemului de transmisiuni (prin cablu sau radio), alegerea echipamentului corespunzător și a caracteristicilor care urmează a fi impuse sistemului.

Studiul va cuprinde următoarele părți mai importante: analiza configurației spațiale a sistemului de transmisie; felul și densitatea fluxului de informații; uniformitatea și vîrfurile în funcționarea sistemului; gradul de siguranță în exploatare; echipamentele în diferitele puncte ale sistemului; circuitele de legătură; problemele codificării și decodificării.

ENGEL, H. **Formarea numerelor de apel telefonic cu ajutorul cartelelor perforate,** Fernmelde Praxis, 41 (1964), nr. 18, septembrie, pag. 715—718.

Prin extinderea serviciului telefonic automat asupra comunicațiilor interurbane, numărul cifrelor de apel pe care trebuie să le formeze un abonat a crescut.

Au fost găsite o serie de mijloace, care să ajute abonații la căutarea și formarea numerelor lungi de apel. Scara acestor mijloace se întinde de la simple dispozitive mecanice cu valț, ale căror came declanșează impulsurile de formare, pînă la dispozitivele electrice complicate.

Majoritatea acestor aparate au însă un mare dezavantaj.

Codificarea unor numere de apel noi este complicată și în majoritatea cazurilor nu poate să fie efectuată de către însăși abonatul.

Această lipsă este înlăturată de către un aparat, care a fost elaborat în S.U.A. de către firma Bell, un dispozitiv de formare a numerelor de apel cu cartele perforate.

Atunci cînd un abonat dorește o legătură pentru convorbire cu un alt abonat, prin rețeaua interurbană, el trebuie să introducă numai o cartelă perforată, din material plastic, într-un canal al aparatului telefonic și să apese pe un buton de pornire. Cartela perforată este condusă prin fața unor știfturi palpatoare, care determină o formare corespunzătoare a numărului de apel.

La acest dispozitiv informația de selectare nu este transmisă sub forma unor impulsuri de curent continuu ci prin intermediul unui cod de două din

7 frecvențe. O cifră este reprezentată prin două frecvențe, din cele șapte frecvențe posibile.

În S.U.A. se utilizează pentru acest aparat un cod cu două frecvențe, deoarece americanii utilizează în majoritatea cazurilor instalații centrale, care pot să fie utilizate cu o eficiență economică mai mare atunci cînd informația de selectare este transmisă mai repede și deci dispozitivele centrale sînt ocupate un timp mai scurt.

Astfel, întreprinderea Bell, a elaborat în ultimii ani noi aparate telefonice, care nu mai sînt echipate cu disc de apel, ci doar cu o claviatură cu clape cu numere. Prin clape se aleg totdeauna două frecvențe din 7 transmițîndu-se astfel mai departe la centrală ca informație de număr. Cu ajutorul acestor dispozitive formarea numărului se poate face cu o viteză relativ mare, adică cu aproximativ 10 cifre/s.

Formarea prin cartelă perforată poate fi aplicată suplimentar la dispozitivul de apel prin claviatură. Deci atunci cînd dorim să formăm un număr avem posibilitatea să realizăm acest lucru fie prin apăsarea consecutivă a clapelor numerelor respective, fie să codificăm cifrele necesare în șiruri consecutive.

Cartela perforată utilizată, confecționată din material plastic cu o grosime de aproximativ 0,5 mm, conține 14 șiruri verticale de găuri și 8 rînduri orizontale.

Fiecare șir reprezintă o cifră, în timp ce fiecare rînd, cu excepția rîndului opt, comută o frecvență.

Deoarece așa cum am menționat mai sus, cifrele sînt reprezentate într-un cod de două frecvențe din 7, pentru fiecare cifră trebuie să fie perforate cîte două găuri. Decuplările rectangulare de pe cele două margini ale cartelei servesc pentru deplasarea (transportarea) acesteia.

Atunci cînd abonatul efectuează formarea cu ajutorul unei cartele perforate, regleta de pornire acționează o pîrghie care aduce toate contactele de oficiu în poziție de lucru, în timpul întregului șir de cifre.

Cu ajutorul cartelelor perforate se poate obține o viteză de formare de 10 cifre pe secundă (cu discul de apel normal viteza este de aproximativ 1 cifră/s). Aceste aparate cu formare prin cartelă perforată au fost încercate practic în S.U.A. într-un număr redus de exemplare.

Formările greșite, cauzate de către cartelele perforate s-au menținut la aceste încercări la o valoare de 0,3% din numerele de apel formate.

Erorile proveneau în special de la faptul că abonații foloseau o cartelă eronată sau au găurit cartela în mod necorespunzător.

În încheiere se poate spune că sistemul de formare cu cartele perforate este extrem de comod pentru abonat. Obținerea unei viteze ridicate de formare nu are însă sens decît acolo unde centralele au instalații comune foarte costisitoare.

LÖNNQVIST, I. **Metoda care permite măsurarea pe plan internațional a nivelului de dezvoltare a serviciului telefonic,** Journal des télécommunications, 31 (1964), nr. 9, septembrie, pag. 261—262.

Dacă dorim să comparăm dezvoltarea serviciului telefonic în diferite țări, singurul factor la care ne referim totdeauna este densitatea telefonică, adică numărul de posturi telefonice la 1 000 de locuitori. Ar fi mult mai exact să se țină seama și de numărul de linii de abonat la 1 000 de locuitori. Metoda aplicată actualmente nu furnizează într-adevăr nici o informație referitoare la proporția de abonați care dispun de linii individuale sau de linii comune, deși raportul între aceste tipuri de linii are o importanță decisivă atît în ceea ce privește posibilitățile de legătură, secretul convorbirilor etc., cît și în ceea ce privește investițiile, atît în capital cît și în forță de muncă, efectuate de administrațiile sau companiile telefonice interesate.

Dacă densitatea telefonică constituie singurul element de apreciere al dezvoltării serviciului telefonic, S.U.A. deține primul loc în statisticile mondiale. Într-adevăr, la 1 ianuarie 1963, în S.U.A. existau 431 posturi telefonice pentru 1 000 locuitori ; după ea urma Suedia cu 403 posturi la 1 000 de locuitori. Totuși dacă se ține seama de numărul de linii de abonat la 1 000 de locuitori, se constată că Suedia se găsește net înaintea S.U.A. După indicațiile furnizate de Întreprinderea Bell Téléphone, care se găsește în fruntea rețelei, cuprinzînd mai mult de 80% din posturile telefonice din S.U.A., numai 70% posturi instalate la domiciliile abonaților erau prevăzute cu circuite individuale la sfîrșitul anului 1962. Spre deosebire de Suedia unde această proporție este de 99%.

Pentru a calcula numărul posturilor principale la 1 000 locuitori, existent în S.U.A., s-a ținut seama de cifra indicată de World's Telephones 1963, publicat în American Telephone and Telegraph Company. Pentru numărul liniilor de abonat s-a repartizat totalul posturilor principale în patru categorii : linii individuale ; linii servind doi abonați ; linii servind patru abonați și linii servind mai mulți abonați, utilizînd pentru aceasta datele obținute ca urmare a unui studiu întreprins în S.U.A. și reflectînd situația la sfîrșitul anului 1960. Aceste date nu se referă decît la posturile din rețeaua „Bell System". Autorul însă a admis în cadrul acestui articol, că ele sînt valabile pentru întreaga țară. Numărul liniilor de abonați a fost obținut împărțind numărul abonaților din diferitele categorii cu cifrele 1, 2, 4 și respectiv 8.

Aceste date permit să se stabilească repartiția numărului de posturi principale pentru diversele categorii, la data de 31 decembrie 1962. Împărțind acest număr prin cel al abonaților care au linii comune se obține numărul de linii de abonat, care nu rămîne decît să fie adunat. Pentru categoria a 4-a s-a admis că toate liniile comune pentru mai mult de patru abonați serveau opt abonați. Această alegere este corespunzătoare întrucît sînt necesari cel puțin opt abonați pentru a utiliza o linie din această categorie.

BUTTEX, G. **Erlangmetrul model P.T.T. 1963,** Techn. Mitt. P.T.T., 42 (1964), nr. 10, octombrie, pag. 332—386, 3 fig.

Pentru măsurarea traficului telefonic se descrie un aparat de măsurat realizat pe baza materialului telefonic convențional. Acest tip de erlangmetru înregistrează stadiul de ocupare a fiecărui circuit, prin explorarea periodică a fasciculului pe care se măsoară traficul. Tipul descris în articol este conceput pentru măsurarea simultană a șase fascicule, fiecare avînd pînă la 50 circuite. Se descrie construcția aparatului și principiul de funcționare. Aparatul se pretează foarte bine la determinarea traficului pe baza orei medii de încărcare, în cadrul unei probe de 10 zile. Cu ajutorul unui calcul simplu se deduce intensitatea traficului mediu, a cărei valoarea determinată astfel este acoperitoare pentru necesitățile de planificare.

BREBOVSZKY, JUDIT. **Determinarea calității sistemelor telefonice cu abonați pe baza normelor internaționale,** Hirádastechnika, 15 (1964), nr. 9, septembrie, pag. 265—270, 10 fig., 11 ref. bibl.

Se prezintă metodele de măsurare folosite la determinarea nivelului și inteligibilității convorbirilor telefonice de abonați conform normelor internaționale. În legătură cu măsurarea nivelului se descrie noul sistem NOSFER pentru determinarea echivalentului de referință, folosindu-se etaloane SETAB selecționate din posturi fabricate în serie. În privința măsurării inteligibilității, se prezintă probleme legate de

determinarea echivalentului de inteligibilitate AEN şi sistemele de referinţă ARAEN şi SRAEN, cel din urmă fiind bazat pe o comparare psofometrică cu un spectru de zgomot Hoth. După descrierea în detaliu a procedeelor de măsurare, se prezintă o metodă obiectivă de măsurare a echivalentului de transmisie, care conţine un sistem artificial de vorbire alimentat de la un generator de 200...4 000 Hz şi o „ureche artificială" cu o caracteristică apropiată de cea a urechii umane, care permite obţinerea unor date similare cu echivalentul subiectiv, conform normelor CCITT.

**Durata de transmitere a telegramelor internaţionale,** Journal des télécommunications, 31 (1964), nr. 9, septembrie, pag. 259—260.

Determinările referitoare la durata de transmitere a telegramelor internaţionale se efectuează în fiecare an, în timpul lunii octombrie, conform avizului F 90 al CCITT (Cartea roşie, vol. II. bis).

Determinările „A" se referă la telegramele care au ca origine oficiul transmiţător, în timp ce determinările „B" se referă la cele care pornesc din alte oficii decît oficiul transmiţător, însă situate în aceeaşi ţară cu acesta din urmă. Prin „durata de transmitere" se înţelege timpul care se măsoară între momentul în care telegrama este predată la oficiul de transmitere (ora predării) şi momentul în care ea este primită la oficiul de destinaţie (ora primirii), ţinînd cont, în caz de nevoie, de diferenţele datorită orei locale.

Datele furnizate pentru anul trecut de oficiile de primire au fost comunicate oficiilor de transmitere interesate, prin intermediul secretariatului general al UIT.

În 1963, 65 de administraţii şi 6 întreprinderi particulare au comunicat determinările lor care se refereau la examinarea a 202 585 telegrame repartizate după cum urmează :

| | |
|---|---|
| Determinări „A" Gentex (reţeaua telegrafică publică) | 31 413 telegrame |
| Post la post | 68 390 telegrame |
| Determinări „B" Gentex | 24 662 telegrame |
| Post la post | 78 120 telegrame |

Se prezintă diagrama prescrisă de Avizul F 90, care indică procentajul de telegrame din determinările de tip A şi B transmise în intervale diferite.

Secretariatului general i s-a părut util să separe datele furnizate pentru duratele de transmitere a telegramelor prin reţeaua publică pe de o parte şi relaţiile „post la post" pe de altă parte.

Rezultatele sînt în acest caz următoarele :

a) Gentex. Se arată că în 1963, 64,7% din telegramele din determinările „A" au fost transmise într-un interval de 30 min şi 57,1% din telegramele „B" într-un interval de 45 min.

b) Post la post. Se arată că în 1963, 40,5% din telegramele „A" au fost transmise într-un interval de 30 min şi 36,5% din telegramele „B", într-un interval de 45 min. Cea de a III-a adunare plenară a CCITT întrunită la Geneva în mai-iunie 1964 a decis să suspende statistica referitoare la duratele de transmitere.

*** **Telegrafia pentru facsimile,** Poste e Telecommunicazioni, 32, (1964), nr. 9—10, pag. 59—61.

În „Repertuarul definiţiilor de termeni esenţiali folosiţi în domeniul telecomunicaţiilor", editat de Uniunea internaţională a telecomunicaţiilor (ediţia 1961), telegrafia pentru facsimile este definită în modul următor : „Sistemul de telegrafie care permite să se obţină reproducerea sub formă de imagini fixe (fototelegrafice sau nu) a desenelor şi eventual intensitatea umbrelor sau culorilor, după un document original cuprinzînd manuscrisuri, texte tipărite, imagini fixe". Acest gen de telegrafie este cunoscut şi utilizat în Italia de la sfîrşitul anului 1932, în domeniul lui de utilizare mai restrîns, în special acela al fototelegrafiei (de obicei denumită telefoto). Din acea epocă sînt primele experienţe şi mai tîrziu deschiderea la Roma a unei staţii fototelegrafice de Stat pentru transmiterea şi recepţia fotografiilor pentru ziare.

Principiile de funcţionare pentru fototelegrafie, rămîn substanţial neschimbate cînd se trece la considerentele telegrafiei pentru facsimile în general, al cărei scop este, după cum se ştie, de a transmite desene în alb şi negru, documente scrise, hărţi meteorologice şi telegrame.

Aparatele pentru facsimile, cu toată varietatea soluţiilor lor constructive, sînt în realitate o adaptare şi o simplificare pe cît posibil a echipamentelor fototelegrafice la noile cerinţe, cu intenţia în primul rînd de a reduce costul de fabricaţie.

Aparatul pentru facsimile în realitate, chiar redus la forma sa cea mai simplificată, nu poate totuşi coborî la un preţ mult inferior teleimprimatorului şi circuitul telefonic necesar pentru utilizarea lui este în schimb un mijloc cert mai costisitor decît canalul telegrafic.

De aici înseamnă că utilizarea telegrafiei pentru facsimile în serviciul telegrafic public nu va putea fi preferată cînd va fi posibil să se folosească calea telegrafică de 50 Baud şi teleimprimatorul.

Utilizarea acestui aparat rămîne totuşi de examinat numai pe circuite telefonice care leagă în telegrafie locală oficii mici, de primire cu centre de colectare şi aceasta, cum se spune de obicei, în locul sau în schimbul fonotelegrafiei vocale.

Administraţia poştelor şi telegrafelor studiază deja de 10 ani şi de repetate ori a experimentat diferite tipuri de aparate telegrafice pentru facsimile pe circuitele menţionate mai sus. Experienţa astfel obţinută nu este deocamdată de natură să încurajeze extinderea acestui serviciu.

Motivele sînt de natură pur economică, deoarece după cum s-a accentuat deja, costul acestor aparate pe piaţa mondială este încă ridicat şi deoarece aparatele amplasate în localităţile periferice şi în oficiile care nu dispun de personal specializat dau loc la un număr mare de deficienţe în funcţionare, care necesită intervenţia tehnicienilor, ceea ce reprezintă un cost de exploatare ridicat prin cheltuielile de deplasare şi prin rezerva pieselor de schimb.

Pe de altă parte, avantajul prezentat de aceste aparate, este acela de a nu necesita un operator pentru supravegherea permanentă a aparatului în cursul transmiterii sau recepţiei. Experienţa acumulată a demonstrat totuşi că acest avantaj este mai mult teoretic decît practic, deoarece acest salariat este greu să fie folosit în acest timp în altă parte, dacă este liber în cursul puţinelor minute de transmitere a mesajului.

Acum cîteva luni, administraţia poştelor şi telegrafelor din Italia a luat contact cu conducerea administraţiei telecomunicaţiilor japoneze, deoarece a aflat că această administraţie a proiectat instalarea în masă a aparatelor în reţeaua telegrafică secundară, ca urmare a producţiei locale de aparate. Informaţiile obţinute în acest mod nu au adus totuşi o contribuţie considerabilă faţă de cele ce cunoştea deja administraţia poştelor şi telegrafelor din Italia. S-a aflat în realitate că utilizarea aparatelor pentru facsimile este încă experimentală, limitată la circa 50 de circuite şi că aparatele produse deocamdată pe o scară redusă au un preţ care nu diferă mult de acela al altor fabrici europene.

În acelaşi timp, s-a aflat că administraţia japoneză şi-a propus un vast program de dezvoltare în domeniul utilizării aparatelor pentru facsimile în scopul de a le extinde la cel puţin 4 000...5 000 de oficii cu trafic redus. Sperăm că o asemenea eventuală extindere ar putea să facă să scadă conside-

rabil prețul de producție, însă după cum se vede aceasta este deocamdată încă în domeniul proiectelor și experimentării.

Rămîne încă să se mai adauge că situația utilizării telegrafiei pentru facsimile și în restul Europei nu prezintă diferență substanțială față de situația din Italia.

În consecință, se poate conchide că utilizarea telegrafiei pentru facsimile în cadrul rețelei telegrafice publice prezintă limitări pe care experiența actuală nu poate să le depășească cu ușurință.

Posibilitățile și limitele telegrafiei pentru facsimile decurgînd din scurta expunere tehnică și economică de mai sus, enunță problema, lăsînd posibilitatea tragerii unor concluzii juste asupra importanței și utilizării adecvate a sistemului dar nu lasă posibilitatea de a face previziuni nejustificate.

KOZEV, M. și B. KAȚNELSON. **Noi tipuri de tuburi cinescop,** Radio (1964) nr. 11, pag. 33—34.

Institutul de cercetări științifice al Comitetului de Stat pentru tehnica electronică efectuează lucrări pentru elaborarea unei serii raționale de tuburi cinescop de înaltă calitate pentru televizoarele în alb-negru. Ca rezultat al acestor lucrări se presupune că se va reduce numărul de tuburi cinescop de la zece tipuri fabricate în prezent, la 4...6 tipuri. Crearea unei astfel de serii va permite să se mărească simțitor calitatea și siguranța în exploatare, precum și să se unifice televizoarele.

În acest scop, în anul care a trecut Biroul de construcții al Uzinei de lămpi electronice din Lvov a elaborat și introdus în fabricație două tuburi cinescop de tipurile 47LK1B și 59LK1B. Ambele tuburi cinescop au ecrane dreptunghiulare, cu colțurile rotunjite, dimensiunile pe diagonală de 47 și respectiv 59 cm, iar unghiul de deviație a fasciculului electronic de 110°. Tubul cinescop 47LK1B poate fi folosit în două regimuri de exploatare, pentru variantele de televizoare echipate cu tuburi și cu semiconductoare.

Institutul de cercetări științifice al Comitetului de Stat pentru tehnica electronică al U.R.S.S. a terminat elaborarea unui cinescop de alt tip, cu dimensiunea ecranului pe diagonală de 23 cm și cu unghiul de deviație a fasciculului de 90°, pentru utilizarea de preferință în televizoarele portative cu gabarit mic și cu dispozitive semiconductoare, inclusiv în cele cu alimentare automată. În 1964 aceste tuburi cinescop au intrat în producția experimentală.

Se elaborează un nou tub cinescop, cu unghi larg, cu dimensiunea diagonalei ecranului de 39...40 cm, pe baza tubului 35KK2B existent. Acest tub cinescop va fi folosit în televizoarele de clasa a treia, în locul cinescopului 35LK2B utilizat în prezent.

Toate aceste tuburi cinescop sînt executate în întregime din sticlă, fără culot, cu ecrane dreptunghiulare aluminizate și cu colțuri rotunjite ale ecranelor. La această serie de tuburi cinescop trebuie să se adauge cinescopul 35LK2B, folosit în televizorul unificat UNT-35, precum și cinescopul 43LK9B utilizat în unele tipuri de televizoare.

Particularitatea noilor tuburi cinescop în raport cu tuburile cinescop 43LK9B și 53LK6B constă în construcția ecranului, căruia i s-a dat o formă mai dreptunghiulară. În același timp, ecranul tuburilor a fost făcut mai plat. Aceste modificări permit să se îmbunătățească simțitor aspectul exterior al ecranului, să se mărească suprafața folosită în mod util și să se creeze condiții pentru obținerea unei imagini de televiziune de calitate, deoarece se micșorează distorsiunile provocate de forma ecranului, în special la colțuri. Toate aceste avantaje permit ca ecranul cinescop să fie împins înainte în televizoare, ceea ce mărește mult unghiul de vizionare și îmbunătățește condițiile de urmărire a emisiunilor de televiziune, permițînd de asemenea o micșorare a gabaritului televizorului.

Pentru a împiedica imploziile tuburilor cinescop 47LK1B și 59LK1B, ele sînt acoperite de un bandaj metalic pe linia de sudare a conului cu ecranul. În afară de aceasta, într-una din variantele de protecție împotriva imploziilor, ecranul tubului cinescop este acoperit cu o peliculă transparentă dură din clorură de vinil. Efortul de tensionare a bandajului influențează direct eficacitatea acțiunii de protecție și de aceea în exploatare nu este voie să se deșurubeze îmbinările care fixează bandajul în ambele părți. La colțurile bandajului metalic s-au executat urechi cu ajutorul cărora cinescopul se fixează în televizor.

Pe lîngă metoda descrisă mai sus s-a mai elaborat și o altă metodă de protecție împotriva imploziilor, cu ajutorul unui bandaj întreg, fără îmbinări și peliculă de protecție.

Cu toate măsurile luate împotriva imploziilor, tuburile cinescop trebuie ferite de deteriorări mecanice, zgîrieturi, șocuri ; ele trebuie apucate numai de con.

Tuburile cinescop 47LK1B și 59LK1B care sînt primele din seria unificată, au intrat în producție în acest an, și sînt analoge din punctul de vedere al construcției deosebindu-se numai prin dimensiuni. Ansamblurile constructive ale tuburilor cinescop sînt unificate și asigură mărirea siguranței și a calității funcționării lor. Sistemele electrono-optice ale noilor tuburi cinescop permit să se obțină o definiție mare (600...800 linii în centru) cu o strălucire mare (cel puțin 100 mit). În acest mod, noile tuburi cinescop asigură posibilitatea de a reda o imagine clară, de înaltă calitate, pentru o iluminare mare în încăperea în care se găsește televizorul, ceea ce este important, de exemplu, la vizionarea emisiunilor în timpul zilei. Folosirea unor materiale de înaltă calitate, construcția rațională a tuburilor, utilizarea unor absorbanți eficaci pentru gaze, oferă o siguranță ridicată în exploatare și o durată de funcționare pînă la 3000 ore.

În noile tuburi cinescop, în locul culotului se folosește un picior din sticlă cu opt știfturi. Lipsa culotului mărește de asemenea siguranța în exploatare și permite să se evite unele tipuri de rebut, întîlnite în tuburile cinescop 43LK9B și 53LK6B.

După cum se știe, facerea vidului în tubul cinescop se realizează printr-o țeavă de sticlă amplasată în centrul piciorului.

Pentru a proteja tubul împotriva deteriorărilor în timpul exploatării, precum și pentru a putea introduce ușor și corect știfturile în suport, de piciorul noilor tuburi cinescop se încleie un căpăcel de protecție din material plastic. Știfturile piciorului trec liber prin orificiile din căpăcel, iar sudura țevii de sticlă se amplasează în golul cheii.

În timpul transportării și al depozitării, pe știfturile piciorului se poate îmbrăca de asemenea o husă din material plastic, care protejează știfturile împotriva eforturilor de încovoiere și a șocurilor care duc la deteriorarea piciorului și prin urmare a întregului tub cinescop.

Acestea sînt principalele particularități ale noilor tuburi cinescop. Totodată noile tuburi cinescop au o serie de caracteristici proprii tuturor tuburilor de 110°.

Ca și toate tuburile cinescop cu ecran aluminizat, noile tuburi funcționează fără capcană ionică, astfel că pericolul apariției petei ionice la aceste tuburi lipsește.

Au fost elaborate și se introduc în fabricație noi procese unificate de producție pentru tuburile cinescop fabricate în prezent. Aceste măsuri vor permite ca în 1965 să se mărească durata garantată a tipurilor populare de tuburi cinescop, pînă la 5 000 ore.

SHADE, O. H. **Evaluarea calităţii imaginilor fotografice şi a puterii de rezolvare,** J. SMPTE, 73 (1964) nr. 2, februarie, pag. 81—119, 62 fig., 11 tabl., 14 ref. bibl.

Se stabileşte că mărimile fotografice — puterea de rezolvare, numărul treptelor observabile la scara de cenuşiu, granulaţia etc. — corespund unor proprietăţi ale sistemului care pot fi calculate din caracteristicile fundamentale : funcţia de transfer a intensităţii, funcţia de răspuns sinusoidală şi nivelul de zgomot. Pe baza relaţiilor cuantice dintre semnal şi zgomot în imaginea bidimensională, se introduc noţiunile de „suprafaţa de eşantionare" şi „benzi de trecere echivalente" şi — pe baza lor — se calculează spectrul zgomotului, grosimea granulară echivalentă şi randamentul cuantic al procedeului fotografic. Numărul şi dimensiunile granulelor într-o zonă de eşantionare sînt funcţii de timpul de expunere şi de amplificare, ceea ce explică relaţia neliniară între densitatea optică şi energia totală de zgomot obţinută cu emulsii a căror granulaţie corespunde la o gamă determinată de dimensiuni. Se stabilesc expresiile generale pentru calculul puterii de rezolvare a unui sistem de imagini pentru obiecte de test specifice. Se determină valorile de prag ale raportul semnal/zgomot, ilustrate prin cîteva exemple numerice şi observaţii, şi se indică probabilităţile de detecţie ale obiectelor de test cu trei bare şi trepte de intensitate. Se prezintă aparatele şi metodele de măsurare fotoelectrică a semnalelor şi zgomotului şi în special funcţiile de răspuns sinusoidal al microscoapelor şi emulsiilor.

KLEPPER, D. L. **Sisteme de difuzoare centrale sau distribuite,** Audio, 48 (1964) nr. 6. iunie, pag. 19—22 şi 47.

Un sistem cu difuzor central foloseşte de obicei un singur difuzor tip stup, amplasat în apropierea sursei de sunet natural care necesită amplificare. Pentru funcţionarea stereofonică sau multicanal sînt necesare mai multe difuzoare tip stup, trei sau cinci, însă fiecare din ele trebuie să asigure acoperirea întregii încăperi. Sistemele cu difuzoare distribuite pe de altă parte, folosesc un număr foarte mare de difuzoare distribuite în întreaga zonă de ascultare, fiecare acoperind o porţiune limitată din ea.

Deseori amplasarea sursei acustice nu poate fi determinată precis într-o anumită zonă, astfel că sistemul trebuie să fie proiectat pentru ca să asigure amplasamentul diferit al microfonului. În acest caz, sistemul cu difuzor central nu este practic şi de obicei va fi necesar sistemul cu difuzoare distribuite. De exemplu, în holurile de recepţie ale hotelurilor, sistemul acustic trebuie să fie proiectat pentru a asigura aşezarea microfonului la oricare masă din întreaga încăpere. Soluţia adoptată în mod obişnuit într-un sistem de difuzoare distribuite, amplasate în tavan şi prevăzute cu comutatoare de întrerupere care să permită oprirea lor în vecinătatea poziţiilor ocupate de microfon. Încercarea de a acoperi o suprafaţă mare a sălilor de recepţie cu un singur difuzor tip stup amplasat central prezintă două riscuri :

1. Microfonul amplasat în zona de acţiune a difuzorului poate cauza fenomene de reacţie ;

2. persoana care vorbeşte la o depărtare de poziţia difuzorului poate să-şi audă propria sa voce înapoiată de difuzor cu o întîrziere de timp destul de mare pentru ca să provoace dificultăţi în vorbire, iar ascultătorii apropiaţi pot auzi sunetele difuzorului ca un ecou al vocii naturale.

Pentru acest motiv, sistemele cu difuzoare distribuite sînt cele mai bune soluţii pentru întruniri, expoziţii, saloane de dans, precum şi oricare alte spaţii în care deplasarea microfonului se va face probabil într-o zonă largă.

Un sistem cu difuzor central, proiectat corect, va asigura totuşi un grad de directivitate reală şi inteligibilitate atunci cînd difuzoarele se află amplasate într-un raport corect faţă de sursa acustică naturală. Stilul teatrului de avanscenă, de exemplu, se pretează foarte bine pentru sistemul cu difuzor central, deoarece sursele acustice naturale se află limitate la cuprinsul scenei, avînd raporturi spaţiale fixe în funcţie de auditoriu. Cele mai multe săli pentru lectură, actori sau muzicieni care se produc de pe o platformă sau scenă sînt proiectate pentru sistemul cu difuzor central, dacă nu intervin alţi factori.

Un spaţiu oarecare poate fi întîmplător convenabil pentru ambele tipuri de sisteme. O sală de bal poate avea un sistem cu difuzor central, pentru întărirea producţiilor de pe scenă şi un sistem cu difuzoare distribuite, pentru banchete sau alte petreceri. În mod similar, într-o sală de lectură mare se poate folosi un sistem central pentru întărirea lecturilor, însă să se prevadă un sistem distribuit de amplificare în timpul manifestărilor la care participă şi auditoriul.

Dacă se foloseşte sistemul cu difuzoare, ascultătorii din fundul sălii vor auzi mai întîi sunetul amplificat din apropiere, după aceea sunetul natural, atît direct, cît şi reflectat de suprafeţele reflectante, din faţa scenei. Sunetul natural poate să sosească la urechea ascultătorului cu o întîrziere de timp destul de mare pentru ca sunetul amplificat să fie auzit ca un ecou, sau cel puţin dacă nu e perceput ca un ecou distinct, el poate să interfereze în mod prnounţat, afectînd inteligibilitatea vorbirii.

Sistemele cu difuzor central pot asigura, în general, un realism direcţional cu mai multă uşurinţă decît sistemele cu difuzoare distribuite.

Cei mai mulţi arhitecţi au ajuns la concluzia să accepte pătrunderile în tavane, mai ales la acelea cu plăci fonice. Astfel se explică marea popularitate a sistemelor de difuzoare distribuite montate în tavan. În spaţiile închise cu tavane înalte reverberante, difuzoarele trebuie să fie coborîte mult sub tavan, de obicei la 12...14 ft faţă de auditoriu, fiind necesare anumite tipuri de difuzoare suspendate. Deseori se pot combina împreună difuzorul şi corpul de iluminat.

Ca o ultimă soluţie, cînd arhitectul a epuizat toate celelalte soluţii, se poate recurge la sistemul cu difuzoare distribuite, dînd fiecărui ascultător propriul său difuzor. Difuzoarele pot fi instalate în spătarele stranelor, pe pupitre şi mese. Asemenea sisteme reprezintă de obicei rezultatul străduaniilor de proiectare estetică ce au avut prioritate faţă de cea acustică, însă fiecare aplicaţie va fi studiată atît din punct de vedere acustic, cît şi estetic. În practică, pentru fiecare sistem de difuzoare centrale sau distribuite, bine proiectat şi corect instalat, se pot menţiona numeroase instalaţii care sînt mai puţin decît satisfăcătoare. Pe lîngă decizia fundamentală de alegere între un sistem cu difuzor distribuit sau central, restul sistemului acustic poate să fie calculat cu îngrijire, inclusiv alegerea corectă a tipului de difuzor. Cele mai multe dintre sistemele centrale pe care le-a întîlnit autorul aveau un cîştig insuficient în raport cu reacţia. Acesta este rezultatul de cele mai multe ori al folosirii difuzoarelor cu caracteristica de frecvenţă neregulată şi cu caracteristici direcţionale necunoscute, sau dirijate necorespunzător. Sistemele cu difuzoare distribuite cele mai slabe prezintă una sau mai multe din următoarele lipsuri :

1. Număr insuficient de difuzoare ;

2. difuzoare cu caracteristici de dispersie slabe la înaltă frecvenţă, sau

3. difuzoare rău amplasate.

Acoperirea insuficientă este rezultatul unor din aceste deficienţe. Caracteristica de frecvenţă, capacitatea de modificare a puterii şi eficienţa difuzoarelor prezintă importanţă atît la sistemele distribuite, cît şi centrale. Lipsa de cunoaştere a caracteristicilor direcţionale ale difuzorului stau la baza majorităţii defecţiunilor şi insuficienţelor multor sisteme.



MŰSZAKI KÖNYVTÁR

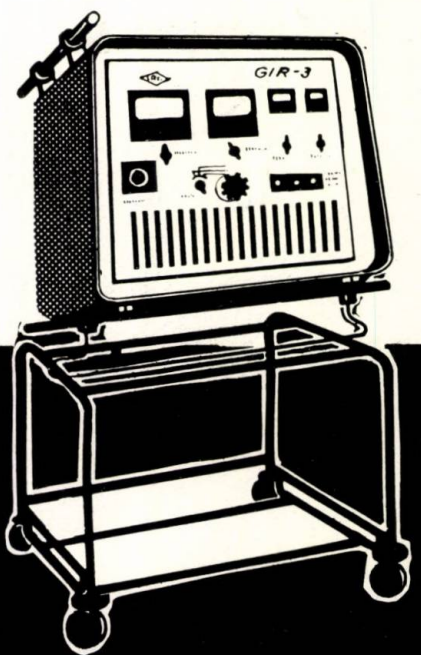
Călătoria cu avionul
transformă distanțele în
minute de zbor plăcut
tarom
TRANSPORTURILE AERIENE ROMÂNE

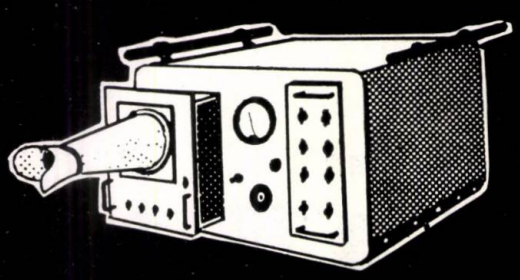
# INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

# ICPE

**Primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.**

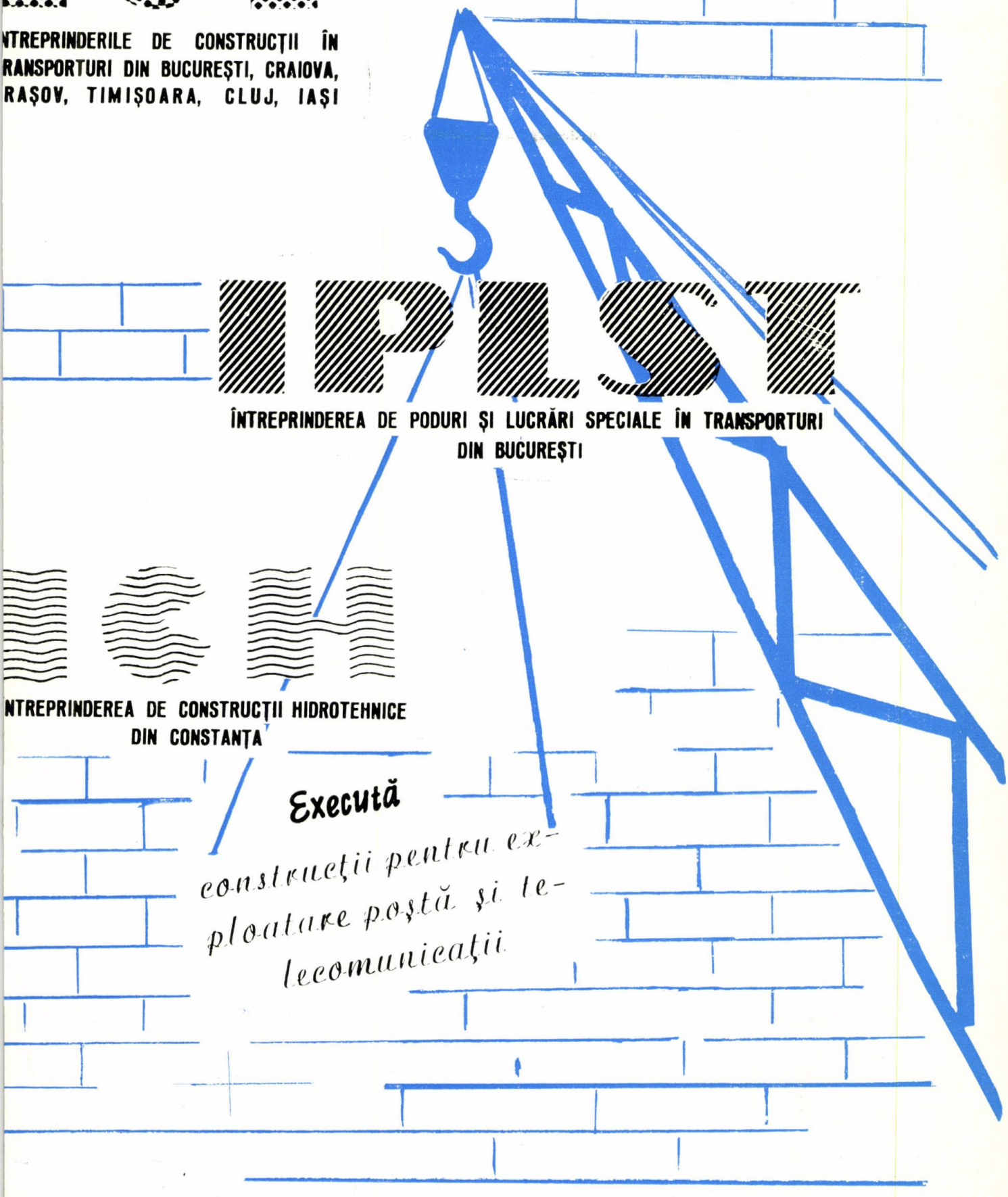
**Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă tensiune și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectării pentru uzine și fabrici cu acest profil.**



ICT

NTREPRINDERILE DE CONSTRUCȚII ÎN
RANSPORTURI DIN BUCUREȘTI, CRAIOVA,
RAȘOV, TIMIȘOARA, CLUJ, IAȘI



IPTIST

ÎNTREPRINDEREA DE PODURI ȘI LUCRĂRI SPECIALE ÎN TRANSPORTURI
DIN BUCUREȘTI

ICH

NTREPRINDEREA DE CONSTRUCȚII HIDROTEHNICE
DIN CONSTANȚA

**Execută**

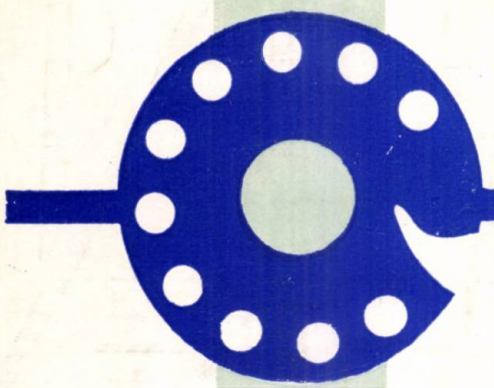
*construcții pentru exploatare poștă și telecomunicații*

M T Tc — DIRECȚIA GENERALĂ A CONSTRUCȚIILOR

# TELECONSTRUCȚIA

ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ LA INSTITUȚII, ÎNTREPRINDERI, UZINE ȘI COMPLEXE INDUSTRIALE, CELE MAI MODERNE INSTALAȚII DE TELECOMUNICAȚII CA :

- TELEFONIZARE
- DISPECERAT
- INTERFON
- SONORIZARE
- CEASOFICARE



*Adresați-vă:*

ÎNTREPRINDEREA

TELECONSTRUCȚIA

BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

44 201

I P. I. c. 2423

Lei 5

E 1741

# telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII • TELEFONIE

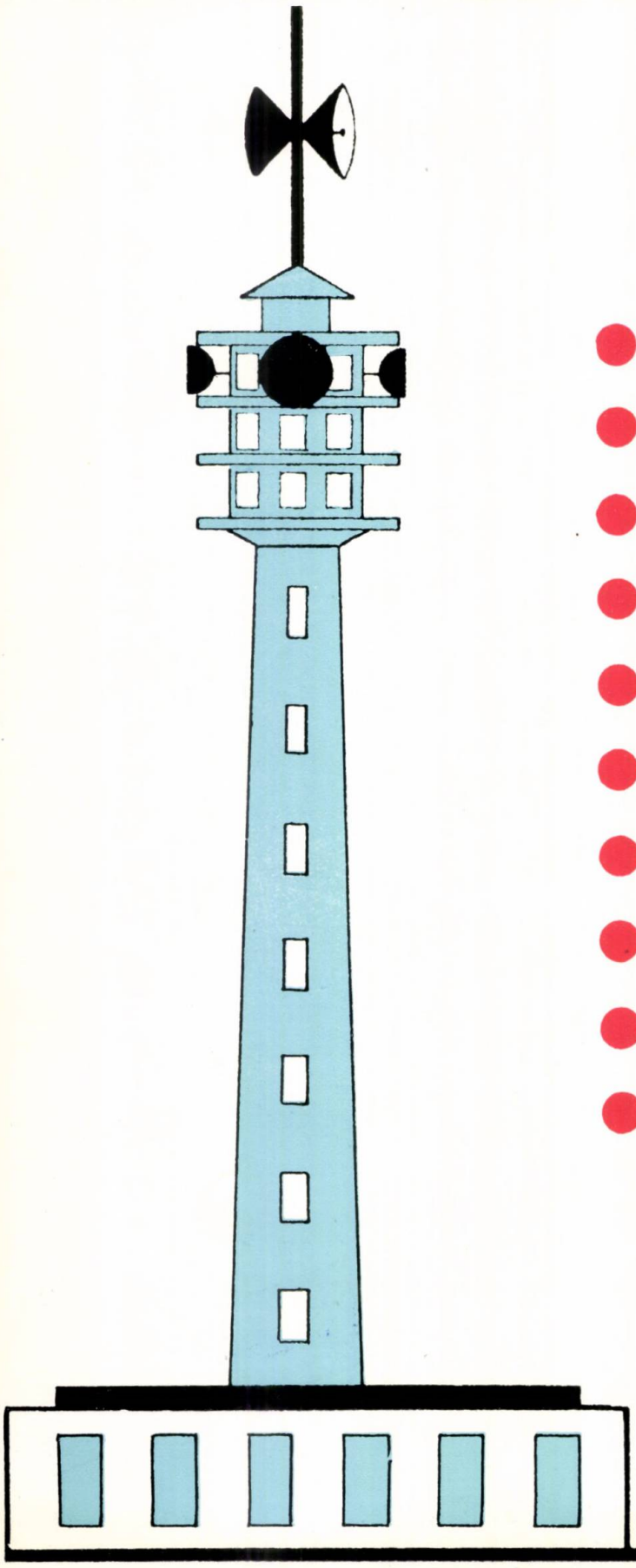
TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

9

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 9 ★ p. 337 — 384 ★ București ★ Septembrie 1965

# TELECONSTRUCȚIA



**ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ ÎN TOATĂ ȚARA**

**MONTAJE DE:**

- Radiorelee
- Stații de radio, radioficare
- Instalații pentru protecția navigației aeriene
- Trasee aeriene (telefon, telegraf, radioficare)
- Sisteme de curenți purtători
- Centrale telefonice manuale și automate
- Racorduri telefonice
- Cabluri urbane și interurbane
- Centrale telegrafice
- Protecția liniilor Tc datorită influenței liniilor de energie electrică și a liniilor CF electrificate

*Adresați-vă:*

ÎNTREPRINDEREA

**TELECONSTRUCȚIA**

BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

DOKUMENTACIOS


# telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

*Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 9 Septembrie 1965


## CUPRINS


*Lange, F. H.* și *W. T. Müller*: **Teoria erorilor corelatorului și ale analizorului spectral în cazul folosirii semnalelor de test statistice**

Articolul tratează eroarea de măsură asupra semnalelor de bandă largă, creată de integrarea incompletă în raport cu timpul. Se consideră calea de transmisiune formată din multiplicator și integrator și se calculează funcția ei de transfer. Se evidențiază legătura dintre diversele lucrări referitoare la teoria erorilor. Lucrarea are un caracter teoretic, fiind legată de studiul general, al filtrelor, care a fost tratat de mai mulți cercetători din țara noastră.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 9, pag. 337–344

*Stere, R*: **Îmbunătățirea siguranței de funcționare a dispozitivelor semiconductoare**

În lucrare se definește și se clasifică defecțiunile dispozitivelor semiconductoare; se prezintă procesele care duc la defecțiunea dispozitivelor semiconductoare și se indică metodele practice care se pot folosi pentru a accelera și detecta existența acestor procese. Se arată apoi măsurile care se recomandă în proiectarea, fabricarea și utilizarea dispozitivelor semiconductoare pentru îmbunătățirea siguranței lor de funcționare. În încheiere se prezintă perspectiva de viitor a acestei probleme.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 9, pag. 345–352

*Mateescu, Adelaida*: **Metoda de aproximare discretă în sens Cebîșev și utilizarea acesteia în sinteza circuitelor**

Se prezintă pe scurt metoda de aproximare discretă în sens Cebîșev elaborată de Stiefel. Se dă un procedeu de aplicare a acestei metode în problemele de sinteză a circuitelor pasive, prin utilizarea unei soluții (funcții) aproximative. Prin aceasta se simplifică mult metoda de iterație indicată de Stiefel.

Lucrarea prezintă un interes deosebit atît din punct de vedere teoretic, cît și practic, în legătură cu realizarea unor rețele pasive, cu o caracteristică de frecvență dată grafic.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 9, pag. 353–360

*Costiner, Ed*: **Liniarizarea amplificatoarelor de putere tranzistorizate**

În lucrare se face o analiză a metodelor de liniarizare a etajelor amplificatoare de putere tranzistorizate, indicîndu-se utilizarea fiecărui montaj în funcție de condițiile tehnico-economice impuse instalației.

Pe baza acestor scheme propuse, se impun condițiile de liniarizare și transfer de putere, obținîndu-se pentru fiecare montaj o metodă amănunțită de proiectare a etajului defazor.

Toate rezultatele teoretice obținute, s-au verificat și experimental.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 9, pag. 361–369

*Raicu, D*: **Metodă grafică pentru studiul structurilor de propagare periodice și simetrice**

Se dă o metodă de studiu al structurilor iterative simetrice costînd în a construi pe diagrama Smith, hodograful vectorului $\rho$ al unui element al structurii, din arce de cerc și a determina mărimile electrice caracteristice în orice punct prin proprietățile clasice ale diagramei Smith.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 9, pag. 370–374



**COMITETUL DE REDACȚIE**

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEȘ, ing. AL. BODEAGĂ, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei R.P.R. (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în științe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, prof. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în științe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, Vicepreședinte al Comitetului de Radiodifuziune și Televiziune, ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ.



Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și Administrația: București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie", Telefon: 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament; Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 Banca Națională a Republicii Socialiste România. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. — Prețul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" — București

c. 2904

# СОДЕРЖАНИЕ


621.372.088.2

Ланге, Ф. Н. и В. Т. Мюллер *Теория ошибок кореллятора и спектрального анализатора в случае применения статистических испытательных сигналов*

В статье исследуется ошибка измерения широкополосных сигналов, получаемая вследствие неполного интегрирования относительно времени. Рассматривается канал передачи, составляемый мултипликатором и интегратором, и рассчитывается его передаточная функция. Выявлена связь между различными разработками, касающимся теории ошибок.

Telecomunicații, 9 (1965) № 9, стр. 337–344

621.382.019.3

Стере, Р. *Улучшение надежности полупроводниковых приборов*

В статье определяются и классифицируются повреждения полупроводниковых приборов; представлены процессы, приводящие к повреждению полупроводниковых приборов, и указаны практические методы, которые можно применять для ускорения и обнаружения этих процессов.

Показывает также мероприятия, рекомендуемые при проектировании, изготоблении полупроводниковых приборов с целью улучшения надежности последних.

В заключение представлена перспектива развития этого вопроса.

Telecomunicații, 9 (1965) № 9, стр. 345–352

621.372.5

Матееску, Аделаида: *Метод непосредственной апроксимации по Чебышеву и его применение при синтезе цепей*

Представлен кратко метод непостедственной апроксимации по Чебышеву, разработанный Штифелем, а также способ применения этого метода в вопросах синтеза пассивных цепей путем использования приблизительного решения .Таким образом значительно упрощается метод итеррации указанный Штифелем.

Telecomunicații, 9 (1965) № 9, стр. 353–360

621.375.4

Костинер, Ед.: *Линиаризация транзисторных усилителей мощности*

В статье проведен анализ методов линиаризации ступеней усиления мощности на транзисторах, причем показано применение каждой схемы в зависимотси от предъявленных у установке технико-экономических требований.

На основании этих предложенных схем предъяцляются требования линиаризации и передачи мощности, получая для отдельных схем подробный метод проектирования фазосдвигающей ступени.

Все полученные теоретические результаты проверены также и опытным путем.

Telecomunicații, 9 (1965) № 9, стр. 361–369

621.372.22

Райку, Д: *Графический метод для исследования периодических и симетричных структур распространения*

Дается метод исследования симметричных итеррати вных структур, состоящий в построении на диаграмме Шмидта ходографа вектора одного элемента структуры из круговых дуг, и в определении характеристических электрических величин в любой точке путем классических свойств диаграммы Шмидта.

Telecomunicații, 9 (1965) № 9, стр. 370–374


# INHALTSVERZEICHNIS


621.372.088.2

Lange, F. H. Müller, W. T. *Die Fehlertheorie des Korellators und des Spektrum-Analysers im Fall der Verwendung statistischer Test-Signale.*

Der Beitrag behandelt das Messfehler der Breitbandsignale, das wegen der unvollkommnen Zeitintegrierung entsteht. Der Übertragungsweg wird aus Vervielfacher und Integrierglider gebildet und seine Übertragungsfunktion wird berechnet. Es wird die Verbindung zwischen verschiedenen Werken über die Fehlertheorie hervorgehoben.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 9 S. 337–344

621.382.019.3

Stere, R. *Die Verbesserung der Zuverlässigkeit der Halbleitergeräte.*

Die Gebrechen der Halbleiter werden definiert und klassifiziert; die schadenbringenden Prozesse in den Halbleitern und praktische Methoden zwecks der Beschleunigung und der Entdeckung solcher Prozesse werden dargelegt. Massnahmen werden empfohlen, betreffs der Projektierung, der Herstellung und der Verwendung der Halbleitervorrichtungen, zwecks der Erhöhung ihrer Zuverlässigkeit. Schliesslich wird die Aussicht dieses Problems dargelegt.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 9, S. 345–353

621.372.5

Mateescu, Ad. *Eine diskrete Näherungsmethode im Tschebyscheff-Sinne und ihre Verwendung in der Kreissynthesis.*

Die von Stiefel ausgearbeitete diskrete Näherungsmethode im Tschebyscheff-Sinne wird kürzlich dargelegt. Es wird ein Verfagren für die Anwendung dieser Methode in Problemen der Synthesis der passiven Kreise mittels einer angenäherten Lösung vorgeschlagen. Derart wird die von Stiefel gezeigte Iterationsmethode um vieles vereinfacht.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 9, S. 353–360

621.375.4

Costiner, Ed. *Die Linearisierung der Transistor-Leistungsvertärker.*

Es wird eine Analyse der Linearisierungsmethoden der Transistor-Leistungsverstärkerstufen durchgeführt und auf die Verwendung jeder Schaltung als Funktion der technisch-ökonomischen, dem Geräte gebieteten, Bedingungen hingewiesen.

Auf Grund dieser vorgeschlagenen Schaltungen werden die Linearisierungs- und Leistungsübertragungsbedingungen vorgeschrieben und für jede Schaltung wird eine ausführliche Berechnungsmethode der Phasenschieberstufe aufgestellt. Alle theoretischen Ergebnisse wurden auch exerimentell geprüft.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 9, S. 361–369

621.372.22

Raicu, D. *Graphische Methode für das Studium der periodischen und symmetrischen Ausbreitungsstrukturen.*

Eine Methode für das Studium der periodischen.— symmetrischen Strukturen wird dargelegt, die aus der Aufzeichnung des Hodographes des $\varrho$ — Vektoren eines Gliedes der Struktur aus Kreisbögen auf das Smith-Diagramm und der Bestimmung der elektrischen Kenwerte in jedem Punkt mittels der klassischen Eigenschaften dieses Diagrammes besteht.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 9, S. 370–374

Prof. dr. ing. LANGE, F. H. şi Dr. ing. W. T. MÜLLER

# Teoria erorilor corelatorului şi ale analizorului spectral în cazul folosirii semnalelor de test statistice

## 1. INTRODUCERE

În tehnica comunicaţiilor şi a reglajului se folosesc din ce în ce mai mult semnale aleatorii de bandă largă. Harkevici [1] a propus folosirea unui spectru continuu de purtătoare — în loc de un grup discret de purtătoare — în scopul micşorării atenuării selective a sistemului.

În afară de aceata, Lange [2] a propus folosirea unei modulaţii cu tensiune de zgomot, metodă studiată de autori [3]. O propunere a lui Horton [4] se referă la folosirea tensiunii de zgomot în tehnica măsurătorilor şi anume la determinarea înălţimii unui avion. În lucrarea [5] sînt descrise şi alte aplicaţii ale semnalelor statistice în tehnica locaţiei.

Solodovnikov şi Uskov [9] au propus determinarea parametrilor caracteristici ai instalaţiilor de reglaj folosind semnale statistice.

Folosirea semnalelor de test statistice are avantajul micşorării încărcării instalaţiei de reglaj.

În toate metodele în care se folosesc semnale stastistice, la ieşirea dipozitivului se găseşte un corelator sau cel puţin un instrument de valori eficace. În corelator, ca şi în analizor se presupune inclus după multiplicare un integrator în raport cu timpul, extins pînă la infinit. Operaţia de integrare pe durată de timp infinită se poate realiza numai aproximativ în condiţiile tehnice existente. În alte cazuri, durata de integrare este în mod necesar limtată. Se pune problema influenţei duratei de integrare relativ scurte asupra funcţiei de autocorelaţie sau intercorelaţie. În cazul integrării pe durată limitată la ieşirea corelatorului sau analizorului apare un zgomot rezidual. Calculul acestui zgomot constituie obiectul lucrării de faţă.

În figura 1 sînt artaţi parametrii influenţaţi dè zgomotul rezidual.

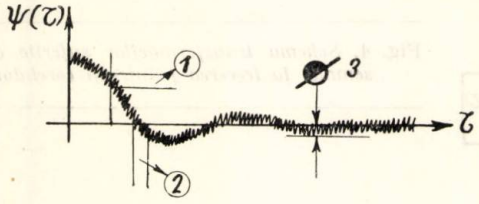



Fig. 1. *Influenţa zgomotului rezidual.*

Zgomotul rezidual la ieşirea integratorului determină următoarele efecte :

1. eroarea în măsurarea amplitudinii funcţiei de corelaţie ;
2. eroarea în determinarea trecerii prin zero a funcţiei de corelaţie ;
3. limita inferioară a raportului semnal/zgomot la care se poate efectua extragerea semnalului din zgomot.

## 2. ANALIZA CORELATORULUI

Schema de principiu a unui corelator este dată în figura 2. Semnalele de corelat $x\ (t)$ şi $y\ (t)$ sînt aplicate la intrarea multiplicatorului. Semnalul $y\ (t)$ se aplică printr-un dispozitiv de întîrziere reglabilă. Semnalul obţinut la ieşirea multiplicatorului $z\ (t, \tau)$ este aplicat unui filtru integrator. La ieşirea acestuia este conectat un instrument indicator.

Pentru evaluarea zgomotului rezidual la ieşirea filtrului de integrare este necesar în prealabil să se evalueze zgomotul rezidual la ieşirea multiplicatorului. Multiplicatorul este considerat ca un transformator de semnal după cum este bine cunoscut pentru semnale discrete. Mai dificil este calculul produsului a două semnale aleatorii staţionare corelate arbitrar. Semnalul de la ieşirea multiplicatorului $z\ (t)$ conţine o componentă de curent continuu şi anume funcţia de corelaţie $\psi_{yx}\ (\tau)$ evaluată pentru decalajul $\tau$, şi o componentă variabilă de valoare eficace $\sigma_z$. Semnalul de la ieşirea multiplicatorului $z\ (t)$ poate fi descris prin funcţia sa de autocorelaţie, $FAC$, $\psi_z\ (\nu, \tau)$ sau prin spectrul său de putere $S_{zz}\ (f, \tau)$.

În ceea ce priveşte zgomotul rezidual, mărimea care interesează este dispersia $\sigma_u$. Cunoaşterea spectrului sau a $FAC$ a funcţiei $u\ (t)$ nu este necesară întrucît filtrul de integrare transmite numai banda de frecvenţă îngustă cuprinsă între $f = 0$ şi $f = f_0$ ($f_0$ este frecvenţa limită a filtrului).

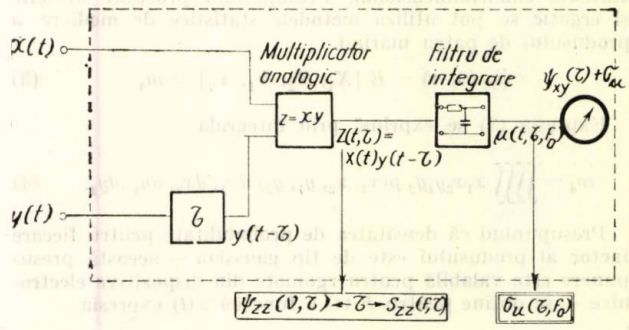



Fig. 2. *Schema-bloc a corelatorului cu notaţiile alese.*

O dată stabilite mărimile caracteristice pentru descrierea semnalelor în diferite puncte ale lanţului, schema-bloc pentru determinarea lor este dată în figura 3.

Pentru determinarea zgomotului după multiplicator, $z\ (t)$, este necesar un al doilea corelator cu ajutorul căruia se determină $FAC$ $\psi_{zz}\ (\nu)$ a zgomotului $z\ (t)$. Trebuie observat că $FAC$, $\psi_{zz}\ (\nu)$, este funcţie de întîrzierea $\nu$, al celui de al doilea corelator, în timp ce întîrzierea $\tau$, realizată în primul corelator, nu apare decît ca parametru în funcţia $\psi_{zz}$. Se presupune, că cel de al doilea corelator şi spectrograful sînt ideale, fără erori.

În locul corelatorului, se poate folosi un analizor spectral cu ajutorul căruia se poate determina spectrul de putere

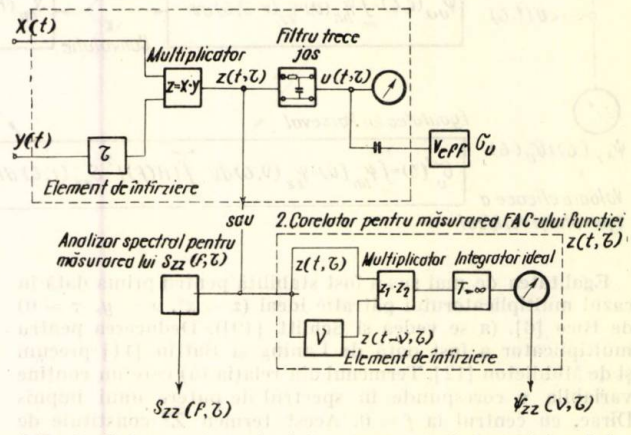



Fig. 3. *Schema de principiu pentru studiul corelatorului.*

$S_{zz}\ (f)$. Şi în acest caz întîrzierea $\tau$, realizată în primul corelator, apare ca parametru în funcţia $S_{zz}$. Amîndouă funcţiile — $FAC$, $\psi_{zz}$ şi spectrul de putere, $S_{zz}$, sînt echivalente în ceea ce priveşte conţinutul de informaţie relativ la funcţia $z\ (t)$ întrucît ele sînt legate printr-o transformare Fourier.

## 3. CALCULUL *FAC* A PRODUSULUI A DOUĂ SEMNALE ALEATORII DE BANDĂ LARGĂ, CORELATE ORICUM

Conform definiției, funcția de corelație se realizează prin medierea în timp a produsului dintre zgomotul $z(t)$ și același zgomot decalat cu $\nu$.

$$\psi_{zz}(\nu, \tau) = \overline{z(t, \tau)\, z(t - \nu, \tau)} \tag{1}$$

Deoarece $z(t)$ provine dintr-o multiplicare, rezultă că funcția de autocorelație pentru $z(t, \tau)$, se obține prin medierea unui produs de patru factori.

$$\psi_{zz}(\nu, \tau) = \overline{x(t) y(t - \tau)\, x(t - \tau) y(t - \nu - \tau)} \tag{2}$$

Operația exprimată de relația (2) este echivalentă cu determinarea momentului de ordinul patru al unui proces statistic cuadridimensional. Presupunînd procesul statistic și ergotic se pot utiliza metodele statistice de mediere a produsului de patru mărimi.

$$\psi_{zz}(\nu, \tau) = E[X_1, X_2, Y_1, Y_2] = m_4 \tag{3}$$

Expresia (3) se exprimă prin integrala

$$m_4 = \iiiint x_1 x_2 y_1 y_2\, p(x_1, x_2, y_1, y_2)\, dx_1, dx_2, dy_1, dy_2. \tag{4}$$

Presupunînd că densitatea de probabilitate pentru fiecare factor al produsului este de tip gaussian — această presupunere este valabilă pentru zgomote din dispozitive electronice — se obține pentru *FAC* a funcției $z(t)$ expresia

$$\psi_{zz}(\nu, \tau) = \underbrace{\psi^2_{xy}(\tau)}_{\text{partea continuă}} + \underbrace{\psi_{xy}(\nu + \tau)\, \psi_{yx}(\tau - \nu) + \psi_{xx}(\nu)\, \psi_{yy}(\nu)}_{\text{partea variabilă } \widetilde{z}(t, \tau)} \tag{5}$$

$\overline{z}^2$ $\qquad\qquad$ $\widetilde{\psi}_{zz}(\nu, \tau)$

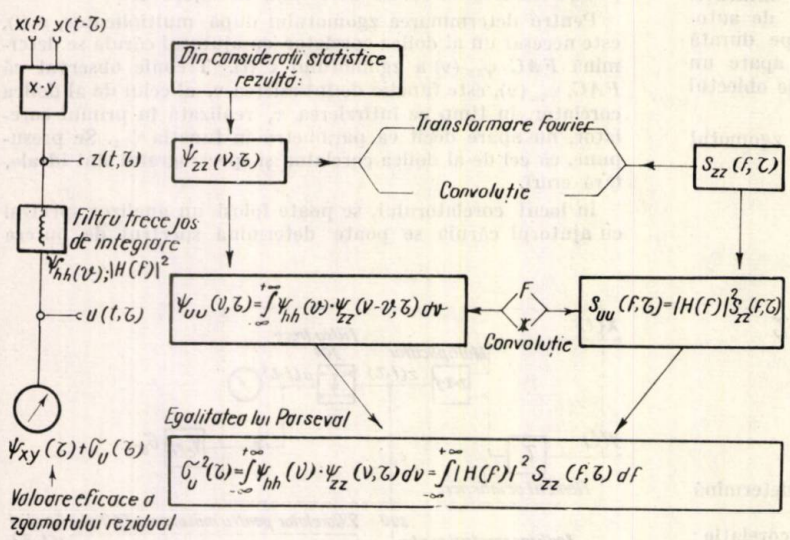



Fig. 4. *Schema transformărilor suferite de un semnal la trecerea printr-un corelator*

Egalitatea de mai sus a fost stabilită pentru prima dată în cazul multiplicatorului pătratic ideal ($z = x^2$, $x = y$, $\tau = 0$) de Rice [6], (a se vedea și Schlitt [19]). Deducerea pentru multiplicator a fost dată de Laning și Battin [11] precum și de Middleton [12]. Termenul din relația (5) care nu conține variabila $\nu$ corespunde în spectrul de putere unui impuls Dirac, cu centrul la $f = 0$. Acest termen $\overline{z}^2$ constituie de fapt rezultatul căutat, adică $\psi_{xy}(\tau)$. Partea variabilă $\widetilde{\psi}_{zz}$ apare dimpotrivă ca un termen perturbator care urmează să fie înlăturat prin integrare. Cu alte cuvinte, în cazul general, la ieșirea unui multiplicator se obține o sumă de doi termeni : un termen, partea de curent cotinuu, reprezintă funcția de intercorelație $\psi_{xy}(\tau)$, iar termenul $\psi_{xy}(\nu + \tau) \times \psi_{yx}(\tau - \nu)$, care depinde de intercorelația semnalelor aplicate, constituie componenta variabilă, $\widetilde{\psi}_{zz}(\nu)$.

Se observă din considerarea relației (5) că partea variabilă conține un termen independent de intercorelația celor două semnale aplicate și anume $\psi_{xx}(\nu)\, \psi_{yy}(\nu)$. Aceasta se explică prin teorema multiplicării. În adevăr în cazul a două semnale independente, distribuția asociată se descompune în produsul a două distribuții parțiale. În formula (5) aceasta are loc pentru decalaje $\tau \gg \tau_0$ ($\tau_0$ fiind durata de corelație) pentru care termenul dependent de intercorelație se anulează.

Din relația (5) se obține cu ajutorul transformatei Fourier sau a convoluției, spectrul de putere

$$\widetilde{S}_{zz}(f, \tau) = F\{\widetilde{\psi}_{zz}(\nu, \tau)\} = S_{xy}(f, \tau)^* S_{xy}(f, \tau) + S_{xx}(f)^* S_{yy}(f) \tag{5.a}$$

$F\{\ \}$ este simbolul transformatei Fourier. Trecerea semnalului $z(t, \tau)$ prin filtrul de integrare va fi analizată mai jos.

## 4. TRECEREA SEMNALELOR ALEATORII DE BANDĂ LARGĂ PRIN SISTEME LINIARE INVARIANTE IN TIMP

Studiul trecerii semnalelor aleatorii prin sisteme liniare, invariante în timp, se poate efectua prin analogie cu studiul trecerii semnalelor discrete. Deoarece caracterizarea semnalelor aleatorii se face prin mărimi de ordinul doi, cu dimensiuni de putere, este necesar ca sistemele de transmisie să fie caracterizate de asemeni prin mărimi de ordinul doi. În consecință la tratarea în domeniul frecvență se folosește pătratul modulului factorului de transfer. Astfel dacă la intrarea unui filtru liniar se aplică o mărime caracterizată prin spectrul de putere $S_{11}(f)$ se obține la ieșire o mărime al cărei spectru de putere este dat de relația

$$S_{22}(f) = |H(jf)|^2\, S_{11}(f) \tag{6}$$

Ținînd seama că $S_{11}(f)$ este transformata Fourier a *FAC* a semnalului de la intrare, relației (6) îi corespund în domeniul timp următoarele relații de convoluție :

$$\psi_{22}(\tau) = \psi_{hh}(\tau)^* \psi_{11}(\tau) = F\{S_{22}(f)\} \tag{7}$$

$$\psi_{22}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{hh}(\theta)\, \psi_{11}(\tau - \theta)\, d\theta \tag{8}$$

în care

$$\psi_{hh}(\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(jf)|^2\, e^{j\omega\theta}\, df \tag{9}$$

$\psi_{hh}(\theta)$ poate fi considerat ca *FAC* a semnalului de ieșire dacă se consideră spectrul de putere al semnalului de intrare constant.

Folosind relaţia (8), se poate deduce puterea de ieşire dacă se face $\tau = 0$. Relaţia (8) devine în acest caz o formă modificată a relaţiei lui Parseval

$$\sigma_2^2 = \psi_{22}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{hh}(\tau)\, \psi_{11}(\tau)\, d\tau \qquad (10)$$

Dispersia semnalului de la ieşire se poate calcula şi cu ajutorul spectrului de putere

$$\sigma_2^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{22}(f)\, df = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(jf)|^2 S_{11}(f)\, df \qquad (11)$$

Considerentele de mai sus se aplică şi în cazul trecerii semnalului $z(t)$ prin filtrul de integrare.

În figura 4 este dată schema-bloc, funcţională, a sistemului de transmisie considerat. Scopul acestui capitol este determinarea zgomotului rezidual $u(t)$ la ieşirea filtrului de integrare.

Ipoteza cunoaşterii *FAC* ale semnalelor $x(t)$ şi $y(t)$ la intrarea multiplicatorului a permis determinarea *FAC* a funcţiei $\widetilde{\psi}_{22}(\tau)$ a zgomotului $z(t)$ la ieşirea multiplicatorului, relaţia 5, şi a spectrului de putere $\widetilde{W}_{22}(f)$, relaţia (5*a*). Cu ajutorul relaţiilor (6) şi (8) se poate determina *FAC* $\psi_{uu}$ şi respectiv spectrul de putere $W_{uu}$ ale zgomotului rezidual. Din cele de mai sus se poate determina puterea zgomotului rezidual $\sigma_{uu}^2$.

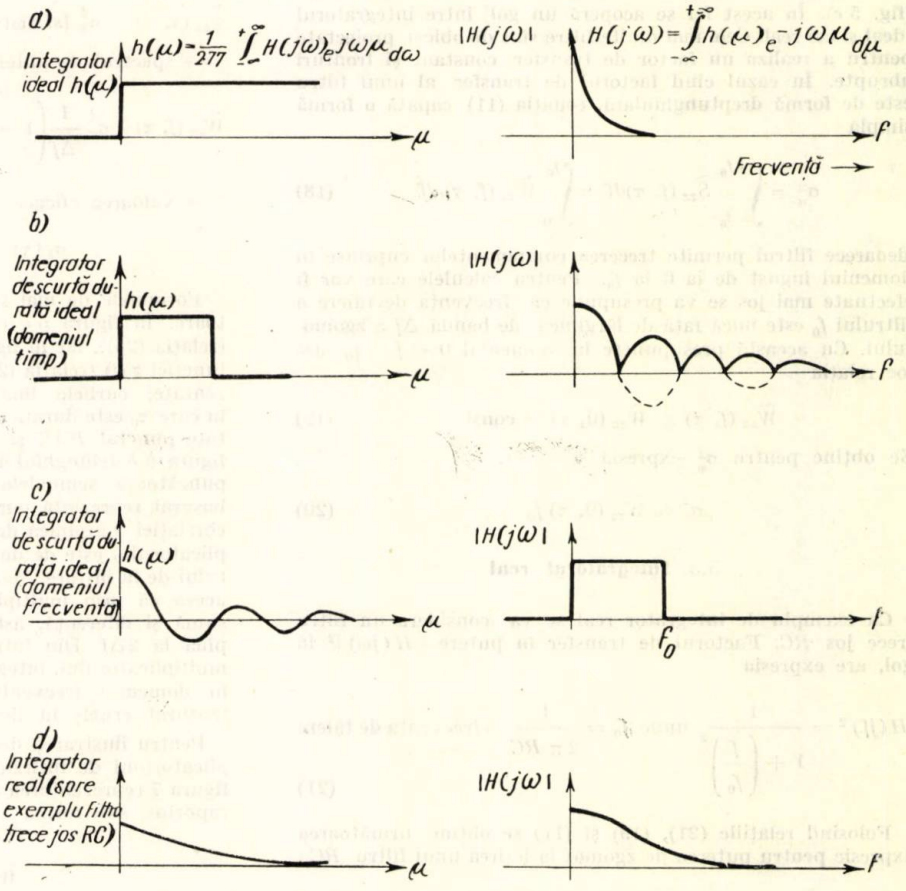



Fig. 5. *Tipuri de filtre de integrare*

## 5. FORMAREA VALORILOR MEDII

Formarea valorii medii a unei mărimi se efectuează folosind circuite pasive constituite din elemente $R$, $L$, $C$. În figura 5*a* sînt date răspunsul la un impuls $\delta$, $h(\mu)$, şi factorul de transfer, $H(j\omega)$ pentru un integrator ideal. Un asemenea integrator nu este practic realizabil. După cum a arătat Küpfmüller [13] un filtru trece jos îndeplineşte numai aproximativ operaţia de formare a valorii medii şi anume: un filtru trece jos cu frecvenţa de tăiere $f_0$ realizează valoarea medie pe durata $T = 1/2\, f_0$, adică durata în care se efectuează integrarea este egală cu timpul de creştere al răspunsului filtrului la treapta unitate Heaviside. Cel mai simplu şi de aceea cel mai utilizat mod de realizare a unui integrator este folosirea unui filtru trece jos $R-C$ (figura 5*d*).

### 5.1 Integratorul de scurtă durată ideal în domeniul timp

Pentru încadrarea matematică a erorilor unui corelator sînt necesare unele idealizări ale integratorului real. În cele mai multe lucrări cunoscute consacrate determinării erorilor corelatorului (relaţiile (8) şi (10)) se introduce *integratorul de scurtă durată ideal în domeniul timp* conform figurii 5*b*. Pentru acest tip de integrator, mărimile de transfer de ordinul 2 sînt calculate după cum se arată mai jos.

Reacţia la impuls este de forma

$$h(\mu) = \begin{cases} \dfrac{1}{T} & 0 < t < T \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \qquad (12)$$

Modulul factorului de transfer corespunzător răspunsului dat de relaţia (12) este dat de expresia

$$H(j\omega) = si\,\frac{\omega T}{2} \qquad (13)$$

iar factorul de transfer în putere rezultă

$$|H(j\omega)|^2 = si^2\,\frac{\omega T}{2} \qquad (14)$$

Transformata Fourier a factorului de transfer în putere $|H(j\omega)|^2$, $\psi_{hh}(\theta)$, este tocmai *FAC* a răspunsului integratorului la impulsul $\delta$. Se obţine pentru $\psi_{hh}(\theta)$ expresia

$$\psi_{hh}(\theta) = \frac{1}{T^2}[T - |\theta|] \text{ pentru } -T \leqslant \theta \leqslant +T \quad (15)$$
$$0 \qquad \text{în rest}$$

Folosind relaţiile (10) şi (15) se obţine pentru puterea $u(t)$, formula cunoscută

$$\sigma_u^2 = \frac{1}{T^2}\int_{-T}^{+T}(T - \nu)\,\tilde{\psi}_{zz}(\nu, \tau)\,d\nu \quad (16)$$

Rezultatul fundamental de mai sus a fost obţinut pe altă cale pentru prima oară de Davenport [7] şi a fost ulterior utilizat de Bendat [10], Blassel [17], Schweizer [15], [16], Balchen şi Blandhol [14] şi alţii. Modul de realizare a montajelor de formare a valorilor medii de scurtă durată este analizat în lucrarea lui Langer [18]. Schweizer [15] a folosit pentru prima dată la calculul puterii zgomotului rezidual $\sigma_u^2$ modul de tratare spectral considerînd integratorul de scurtă durată ideal în domeniul timp.

$$\sigma_u^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} si^2\frac{\omega T}{2}\,\tilde{S}_{zz}(f, \tau)\,df \quad (17)$$

### 5.2 Integratorul de scurtă durată ideal în domeniul freevenţă

După cum a arătat Lange [2] se poate introduce noţiunea de integrator de scurtă durată ideal în domeniul frecvenţei (fig. 5 *c*). În acest fel se acoperă un gol între integratorul ideal şi cel real. Cele mai multe filtre sînt de obicei proiectate pentru a realiza un factor de transfer constant şi fronturi abrupte. În cazul cînd factorul de transfer al unui filtru este de formă dreptunghiulară, ecuaţia (11) capătă o formă simplă

$$\sigma_u^2 = \int_{-f_0}^{+f_0}\tilde{S}_{zz}(f, \tau)df = \int_0^{f_0}\tilde{W}_{zz}(f, \tau)\,df \quad (18)$$

deoarece filtrul permite trecerea componentelor cuprinse în domeniul îngust de la 0 la $f_0$. Pentru calculele care vor fi efectuate mai jos se va presupune că frecvenţa de tăiere a filtrului $f_0$ este mică faţă de lărgimea de bandă $\Delta f$ a zgomotului. Cu această presupunere în domeniul $0 < f < f_0$ are loc relaţia

$$\tilde{W}_{zz}(f, \tau) \simeq \tilde{W}_{zz}(0, \tau) = \text{const.} \quad (19)$$

Se obţine pentru $\sigma_u^2$ expresia

$$\sigma_u^2 \simeq \tilde{W}_{zz}(0, \tau)\,f_0 \quad (20)$$

### 5.3. Integratorul real

Ca exemplu de integrator real se va considera un filtru trece jos *RC*. Factorul de transfer în putere $|H(j\omega)|^2$ în gol, are expresia

$$|H(jf)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \text{ unde } f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \text{frecvenţa de tăiere} \quad (21)$$

Folosind relaţiile (21), (19) şi (11) se obţine următoarea expresie pentru puterea de zgomot la ieşirea unui filtru *RC*:

$$\sigma_u^2 = \tilde{W}_{zz}(0, \tau)\,f_0\frac{\pi}{2} \quad (22)$$

Pentru deducerea relaţiei (22), integrarea a fost efectuată pînă la $f = \infty$ şi relaţia (19) nu este valabilă pentru frecvenţe înalte. Dacă se ţine seama că pentru $f > 3\,f_0$, $|H(jf)| < 0{,}1$, se observă că eroarea datorită extinderii valabilităţii relaţiei (19) pînă $f = \infty$ poate fi neglijată. Rezultatul care trebuie reţinut este că zgomotul rezidual la ieşirea unui filtru *RC* simplu are o valoare eficace de numai 1,25 ori mai mare decît aceea a unui filtru ideal trece jos cu aceeaşi frecvenţă de tăiere. În consecinţă circuitul *RC* este un integrator utilizabil.

## 6. EXEMPLU DE APLICARE

După ce au fost expuse mai sus considerente cu caracter general va fi dat mai jos un exemplu de aplicare în cazul măsurătorii *FAC*.

La intrările multiplicatorului se aplică două semnale care au spectrele de zgomot dreptunghiulare şi provin de la aceeaşi sursă, $x(t) = y(t)$. Semnalul statistic de bandă largă cu spectru dreptunghiular constituie o idealizare avantajoasă în teoria informaţiei întrucît acest tip de semnal poate aproxima semnalele care intervin în majoritatea problemelor de comunicaţie.

$$W_{xx}(f) = W_0 \text{ pentru } 0 < f < f_2 \text{ adică } f_2 = \Delta f \quad (23)$$
$$0 \qquad \text{în rest}$$

$$\psi_{xx}(\tau) = W_0\Delta f\,si\,\Delta\omega\tau = \sigma_x^2\,si\,\Delta\omega\tau \quad (24)$$

Semnalele $x(t)$ şi $x(t - \tau)$ aplicate la intrarea multiplicatorului generează la ieşirea acestuia partea variabilă $z(t)$, zgomotul multiplicatorului, avînd:

— conform relaţiei (5) *FAC* egală cu

$$\tilde{\psi}_{zz}(\nu, \tau) = \sigma_x^4\,[si\,\Delta\omega(\nu + \tau)\,si\,\Delta\omega(\nu - \tau) + si^2\Delta\omega\nu] \quad (25)$$

— spectrul de putere

$$\tilde{W}_{zz}(f, \tau) = \sigma_x^4\frac{1}{\Delta f}\left(1 - \frac{f}{2\Delta f}\right)\left[1 + si\,2\,\Delta\omega\tau\left(1 - \frac{f}{2\Delta f}\right)\right] \quad (26)$$

— valoarea eficace

$$\sigma_z(\tau) = \sigma_x^2\sqrt{1 + si^2\,\Delta\omega\,\tau}. \quad (27)$$

Formulele de mai sus sînt reprezentate în figurile următoare. În figura 6 *a* este reprezentat *FAC* a funcţiei $z(t)$, (relaţia (25)), iar în figura 6 *b* este dat spectrul de putere a funcţiei $z(t)$ (relaţia (26)). În graficele respective, sînt reprezentate, curbele limită pentru $\tau = 0$ şi pentru $\tau \gg \tau_0$, în care $\tau_0$ este durata de corelaţie. De asemenea, sînt reprezentate punctat *FAC* şi spectrul semnalului de la intrare. În figura 6 *b* triunghiul alb reprezintă partea de spectru corespunzătoare semnalelor de intrare necorelate. Triunghiul haşurat reprezintă partea de spectru corespunzătoare intercorelaţiei. Lărgimea de bandă a zgomotului la ieşirea multiplicatorului este de două ori mai mare decît aceea a zgomotului de la intrare. Mărirea lărgimii de bandă se explică prin aceea că prin multiplicare apar componente de frecvenţe sumă şi diferenţă, astfel că spectrul produsului se întinde pînă la $2\Delta f$. Din întreg spectrul al zgomotului la ieşirea multiplicatorului, integratorul de scurtă durată, ideal (fig. 5*c*) în domeniul frecvenţă, extrage un eşantion de lăţime $f_0$ (haşurat cruciş în figura 6*b*).

Pentru ilustrarea dependenţei zgomotului la ieşirea multiplicatorului de întîrzierea $\tau$, adică de corelaţie, s-a dat în figura 7 reprezentarea tridimensională a spectrului de zgomot raportat, sub forma

$$\frac{\tilde{W}_{zz}\left(\frac{f}{\Delta f}, 2\,\Delta\omega\tau\right)}{W_0^2\,\Delta f}$$

În figura 8 a fost reprezentată grafic dependenţa valorii eficace $\sigma_z$, a zgomotului $z(t)$, la ieşirea multiplicatorului în funcţie de mărimea $\Delta\omega\tau$. Se observă că valoarea eficace $\sigma_z$ este aproape independentă de $\tau$ în cazul $\tau > \frac{1}{2\Delta f} = \tau_0$.

Puterea zgomotului rezidual la ieşirea integratorului, conform figurii 5*c*, avînd frecvenţa de tăiere $f_0$, se calculează folosind relaţiile (26) şi (18). În cazul rezolvării exacte se obţine :

În acest fel la ieşirea integratorului se obţine semnalul util (tensiune sau curent după tipul integratorului) funcţia de autocorelaţie $z = \psi_{xx}(\tau)$, (relaţia (24)), peste care se suprapune un semnal perturbator, — zgomotul rezidual —, avînd valoarea eficace $\sigma_u$, (relaţia (29)).

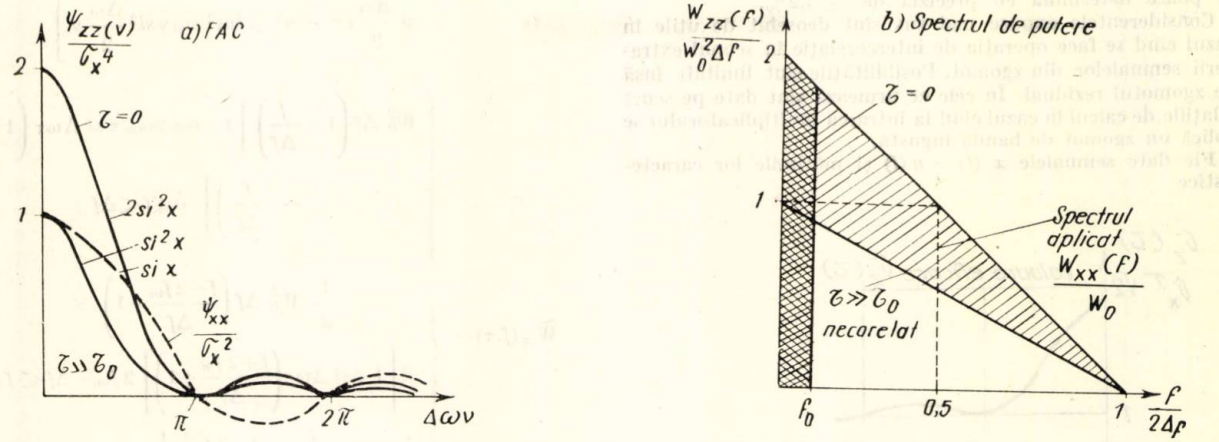



Fig. 6. *Funcţia de autocorelaţie* $\frac{\widetilde{\psi}_{zz}(\nu)}{4}$ *şi spectrul de putere* $\frac{W_{zz}(t)}{W_0^2 \Delta f}$ *al zgomotului* $\widetilde{z}(t, \tau)$ *la ieşirea multiplicatorului (fără partea de curent continuu* $z(t, \tau) = \psi_{xy}(\tau)$.

$$\sigma_u^2 = \sigma_x^4 \frac{f_0}{\Delta f}\left(1-\frac{f_0}{4\Delta f}\right)\left[1+si\,2\Delta\omega\tau\left(1-\frac{f_0}{4\Delta f}\right)si\,\frac{\omega_0\tau}{2}\right] \quad (28)$$

În ipoteza dată de relaţia (19), relaţia (28) devine :

$$\sigma_u = \sigma_x^2 \sqrt{\frac{f_0}{\Delta f}}\sqrt{1+si\,2\Delta\omega\tau} \quad (29)$$

Ţinînd seama de cele arătate mai sus, eroarea în măsurarea funcţiei de corelaţie se poate exprima ca raportul dintre valoarea eficace a zgomotului rezidual $\sigma_u$ şi amplitudinea funcţiei de autocorelaţie $\psi_{xx}(\tau)$

$$\alpha = \frac{\sigma_u}{\psi_{xx}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{f_0}{\Delta f}\right)(1+si\,2\,\Delta\omega\tau)}}{si\,\Delta\omega\tau} \quad (30)$$

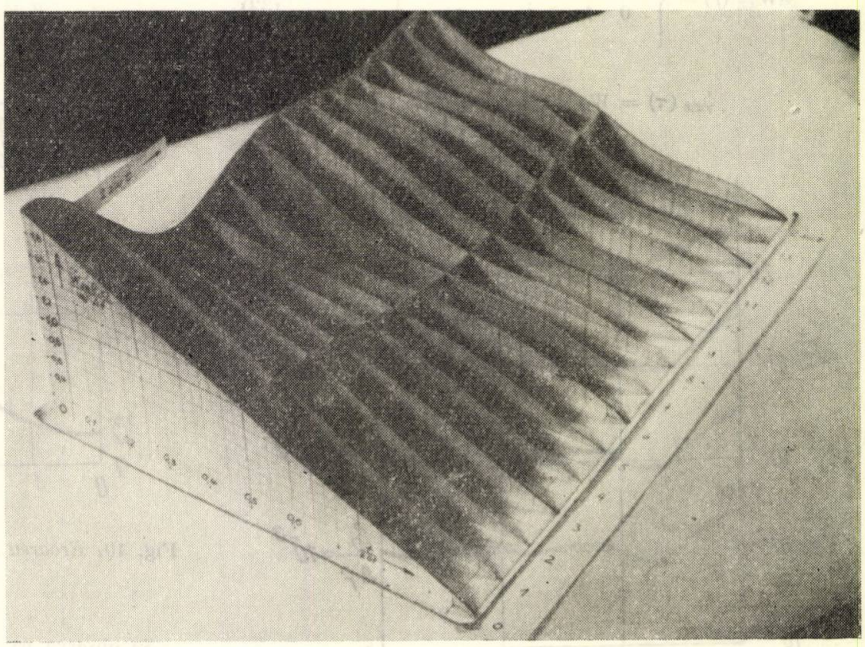


Fig. 7. *Reprezentarea tridimensională a spectrului de putere* $\frac{\widetilde{W}_{zz}(f, \tau)}{W_0^2 \Delta f}$ *a zgomotului* $\widetilde{z}(f, \tau)$ *la ieşirea din multiplicator.*

În figura 9 este reprezentată dependenţa mărimii $\sigma_u/\sigma_x^2$ în funcţie de $\Delta\omega\tau$, (relaţia (28)), pentru diferite valori ale raportului $f_0/\Delta f$. Se observă că $\sigma_u$ depinde în principal de raportul $f_0/\Delta f$ şi că pentru $f_0/\Delta f < 0{,}1$, forma curbelor este practic neschimbată, ceea ce arată că relaţia (29) este aproape întotdeauna utilizabilă. Se observă de asemenea că pentru orice $f_0/\Delta f$, $\sigma_u/\sigma_x^2$ tinde asimtotic către valorea $f_0/\Delta f$ pentru $\Delta\omega\tau \geqslant \pi$.

În figura 10 a fost reprezentată eroarea relativă normată $\alpha(\Delta\omega\tau)/\sqrt{f_0/\Delta f}$ în funcţie de mărimea $\Delta\omega\tau$. În vecinătatea punctului de trecere prin zero a funcţiei de autocorelaţie ($\Delta\omega\tau \simeq \pi$), eroarea se poate pune, cu o bună aproximaţie, sub forma

$$\alpha(\Delta\omega\tau) \simeq \sqrt{\frac{f_0}{\Delta f}}\,\frac{1}{si\,\Delta\omega\tau} \quad (31)$$

Dacă se consideră următoarele date: $\Delta f = 10$ kHz și $f_0 = 10$ Hz, se poate efectua măsurătoarea cu o precizie de 4,5%. Cînd $\alpha \to 1$, semnalul util este acoperit de zgomot.

Folosind relația (31) se poate evalua precizia de determinare a trecerii prin zero a funcției de autocorelație (determinarea lui $\tau$). În exemplul numeric considerat trecerea prin zero se poate determina cu precizia de $\pm 3{,}2\%$.

Considerentele expuse mai sus sînt deosebit de utile în cazul cînd se face operația de intercorelație în scopul extragerii semnalelor din zgomot. Posibilitățile sînt limitate însă de zgomotul rezidual. În cele ce urmează sînt date pe scurt relațiile de calcul în cazul cînd la intrarea multiplicatorului se aplică un zgomot de bandă îngustă.

Fie date semnalele $x(t) = y(t)$ și mărimile lor caracteristice

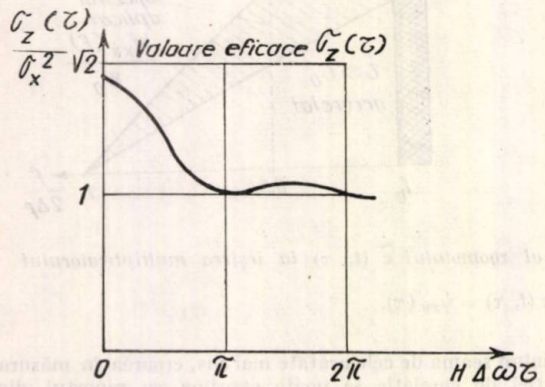



Fig. 8. *Valoarea eficace* $\frac{\sigma_z(\tau)}{\sigma^2}$ *a zgomotului* $\tilde{z}(t, \tau)$ *la ieșirea multiplicatorului*

$$W_{xx}(f) = \begin{cases} W_0 & f_1 < f < f_2 \quad \Delta f = f_2 - f_1 \\ 0 & \text{în rest} \qquad f_m = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) \end{cases} \tag{32}$$

$$\psi_{xx}(\tau) = W_0 \Delta f \cos\omega_m \tau \, si \frac{\Delta\omega\tau}{2} \tag{33}$$

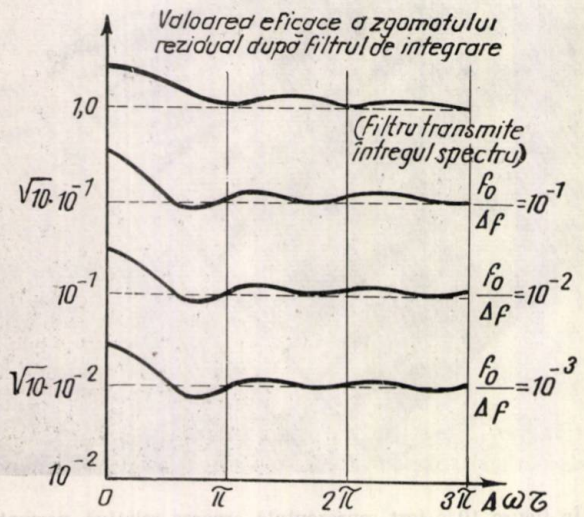



Fig. 9. *Valoarea eficace a zgomotului rezidual* $\frac{\sigma_u}{\sigma_x^2}\frac{(f_0)}{\Delta f}$ *la ieșirea filtrului de integrare pentru diferite rapoarte dintre lărgimea de bandă* $\Delta f$ *și frecvența limită* $f_0$ *a filtrului de integrare trece jos.*

În acest caz relațiile (25), (26), (27), (29) și (30) devin:

$$\tilde{\psi}_{zz}(\nu, \tau) = \sigma_x^4 \left[ \cos\omega_m(\tau + \nu) \, si \frac{\Delta\omega}{2}(\tau + \nu) \cos\omega_m(\tau - \nu) \times \right.$$

$$\left. \times si \frac{\Delta\omega}{2}(\tau - \nu) + \cos^2\omega_m\nu \, si^2 \frac{\Delta\omega}{2}\nu \right] \tag{34}$$

$$\tilde{W}_{zz}(f,\tau) = \begin{cases} W_0^2 \Delta f\left(1 - \frac{f}{\Delta f}\right)\left[1 + \cos 2\omega_m\tau \, si \, \Delta\omega\tau\left(1 - \right.\right. \\ \qquad \left.\left. - \frac{f}{\Delta f}\right)\right] \quad 0 \leqslant f \leqslant \Delta f \\ \frac{1}{2} W_0^2 \Delta f\left(\frac{f - 2f_m}{\Delta f} + 1\right) \times \\ \times\left[1 + si\,\Delta\omega\tau\left(\frac{f + 2f_m}{\Delta f} + 1\right)\right] \quad 2f_m - \Delta f \leqslant f \leqslant 2f_m \\ \frac{1}{2} W_0^2 \Delta f\left(1 - \frac{f - 2f_m}{\Delta f}\right)\left[1 + si\,\Delta\omega\tau \times\right. \\ \qquad \left. \times\left(1 - \frac{f - 2f_m}{\Delta f}\right)\right] \quad 2f_m \leqslant f \leqslant 2f_m + \Delta f \end{cases} \tag{35}$$

$$\sigma_z(\tau) = \sigma_x^2 \sqrt{1 + \cos\omega_m\tau \, si \frac{\Delta\omega}{2}\tau} \tag{36}$$

$$\sigma_u(\tau) = \sigma_x^2 \sqrt{\frac{f_0}{\Delta f}} \sqrt{1 + \cos 2\omega_m\tau \, si\,\Delta\omega\tau} \tag{37}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{f_0}{\Delta f}} \frac{\sqrt{1 + \cos 2\omega_m\tau \, si\,\Delta\omega\tau}}{\cos\omega_m\tau \, si \frac{\Delta\omega}{2}\tau} \tag{38}$$

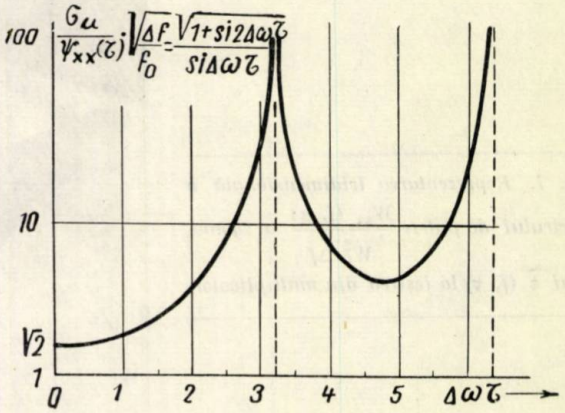



Fig. 10. *Eroarea relativă normală* $\frac{\sigma_u}{\psi_{zz}(\tau)} \cdot \sqrt{\frac{\Delta f}{f_0}}$ *la măsurarea funcției de corelație.*

Se observă că în toate relațiile apare frecvența centrală a benzii, $f_m$. Formulele devin mai complicate, dar pentru calcule aproximative este suficient să se folosească anvelopa *si x* și să se considere $\cos x = 1$.

În figura 11 este reprezentat spectrul-produs $W_{zz}(f)$ măsurat la ieșire în cazul cînd la intrare se aplică semnale cu spectru aproximativ dreptunghiular, avînd mărimile caracteristice $f_1 = 2{,}4$ kHz și $f_2 = 4{,}8$ kHz și $\tau = 0$. Pentru comparație a fost reprezentat în diagramă și spectrul măsurat $W_{zz}(f)$ al semnalului de la intrare.

## 7. ERORI IN ANALIZA SPECTRALĂ

Un aparat destinat măsurării spectrului de putere are, în conformitate cu definiția matematică, schema-bloc dată în figura 12. Se observă că și în acest caz există în schemă

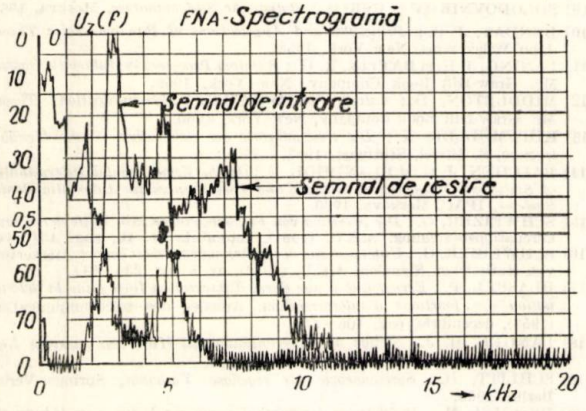



Fig. 11. *Spectrul măsurat al zgomotului $z(t, \tau)$ la ieșirea din multiplicator cînd la intrare este aplicat un spectru aproximativ dreptunghiular al zgomotului.*

elementele prezente și în schema unui corelator și anume: multiplicatorul (ca element de ridicare la pătrat) și integratorul. Specific este filtrul de bandă îngustă $\Delta f$ care precede multiplicatorul. Ținînd seama de aceste observații pot fi preluate rezultatele obținute în paragrafele precedente. Filtrului trece bandă acordabil i se prescrie un factor de transfer dreptunghiular.

$$|H(jf)|^2 = 1 \qquad f_1 < f < f_2 \qquad f_m = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) \tag{39}$$

$$0 \qquad \text{în rest} \qquad \Delta f = f_2 - f_1$$

Dacă $x(t)$ este semnalul de la intrare iar $v(t)$ este semnalul de la ieșirea filtrului atunci spectrul semnalului $v(t)$ este dat de expresia

$$W_{vv}(f) = W_{xx}(f) \approx W_{xxm}(f_m) \quad f_1 < f < f_2 \tag{40}$$

$$0 \qquad \text{în rest}$$

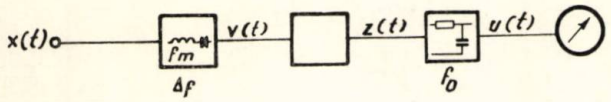



Fig. 12

Pentru scrierea relației (40) s-a presupus că pentru lărgimi de bandă mici $W_{xx}(f)$ este constant în banda $\Delta f$ și anume egal cu valoarea medie. Funcția de autocorelație se poate scrie imediat, relația (33), ținînd seama că spectrul este presupus dreptunghiular.

$$\psi_{vv}(\tau) = W_{xxm}(f_m)\Delta f \cos \omega_m \tau \, si \frac{\Delta \omega \tau}{2} \tag{41}$$

Elementul de ridicare la pătrat generează la ieșirea sa semnalul $z(t)$, $\tau = 0$, care are funcția de autocorelație dată mai jos,

$$\psi_{zz}(\nu) = \psi_{vv}^2(0) + 2\psi_{vv}^2(\nu) \tag{42}$$

Folosind relația (41) se obține pentru $\psi_{zz}(0)$ expresia

$$\psi_{zz}(\nu) = [W_{xxm}(f_m)\Delta f]^2 + 2[W_{xxm}(f_m)\Delta f]^2 \cos^2 \omega_m \nu \times \times si^2 \frac{\Delta \omega \nu}{2} \tag{43}$$

Partea care interesează are forma

$$\overline{z(t)} = \overline{u(t)} = \psi_{vv}(0) = W_{xxm}(f_m)\Delta f \tag{44}$$

Se observă din relația (44) că componenta de curent continuu este proporțională cu modulul spectrului de putere evaluat la centrul benzii, $f = f_m$.

Zgomotul rezidual la ieșirea filtrului de integrare este dat, conform relației (37), de expresia

$$\sigma_u = \sigma_v^2 \sqrt{\frac{2f_0}{\Delta f}} = W_{xxm}(f_m)\Delta f \sqrt{\frac{2f_0}{\Delta f}} \tag{45}$$

Pentru eroarea de determinare a spectrului se obține relația

$$\alpha = \frac{\sigma_u}{\psi_{vv}(0)} = \sqrt{\frac{2f_0}{\Delta f}} \tag{46}$$

În acest fel se poate predetermina frecvență de tăiere a filtrului de integrare cînd se dă lărgimea de bandă $\Delta f$ a filtrului analizor și eroarea maxim admisibilă. Se observă că pentru lărgimi de bandă relativ mici rezultă frecvențe de tăiere $f_0$ foarte mici chiar în cazul cînd se admit oscilații mari ale indicației instrumentului.

Pentru $\Delta f = 20$ Hz (200 Hz) și $\alpha = 10\,\%$, $f_0$ trebuie să aibă valoarea 0,1 Hz (1 Hz). Acest fapt este conform și cu fenomenul fizic: cu micșorarea frecvenței de tăiere $f_0$ a filtrului de integrare se micșorează puterea alternativă $\sigma_u$. Această problemă nu intervine în analiza corelatorie deoarece în acest caz lărgimea de bandă $\Delta f$ a semnalelor de intrare este mare; componenta continuă, proporțională cu $\Delta f$ este mare, și în consecință nu apare necesitatea micșorării la valori foarte mici a frecvenței de tăiere $f_0$ a filtrului de integrare.

În legătură cu tratarea matematică a formelor principiale de realizare a analizei spectrale se va consulta lucrarea lui Küpfmüller [13]. În analiza spectrală dinamică o problemă dificilă o ridică lărgimile de bandă mici ale filtrelor de selecție.

## 8. CONCLUZII GENERALE

După lucrarea de bază a lui Davenport [7], o serie de lucrări noi [14], [15], [16] au dezvoltat această problemă. Între diferitele teorii elaborate lipsește o legătură care să ușureze clasificarea și înțelegerea lor. În lucrări sînt analizate în principal două elemente constituente la care se pot reduce un corelator sau un analizor și anume: multiplicatorul și integratorul. În lucrarea de față, multiplicatorul este considerat ca un transformator de semnal și anume ca un hexapol avînd două intrări și o ieșire.

Înțelegerea proceselor este ușurată dacă în experimentul mintal se folosește un al doilea corelator fără eroare, ceea ce s-a și făcut în încercări practice (fig. 11). Ca densitate de repartiție a zgomotului s-a ales densitatea de repartiție de tip gaussian ceea ce este în general valabil pentru zgomote generate de dispozitive electronice. Peschel dă în lucrarea sa [20] o evaluare a erorii în cazul distribuției Poisson.

Integratorul, a cărui tratare este larg dezvoltată în lucrări, poate fi, după cum se observă din figura 5, împărțit în patru tipuri principale.

În lucrările citate este analizat din punct de vedere al răspunsului în timp integratorul de scurtă durată, ideal în domeniul timp sau avînd erori. A apărut necesitatea stabilirii legăturii dintre analiza în domeniul timp și în domeniul frecvență ținînd seama că analiza în domeniul frecvență este mai intuitivă.

Transformările suferite de semnal prin multiplicator și prin integrator precum și modul de calcul este arătat în figura 4. Folosind teorema de convoluție generalizată pentru semnale statistice (momentul de ordinul doi) se poate explica clar formula dedusă de Davenport.

Rezultatele obținute se aplică în cazul cînd zgomotul are spectru dreptunghiular de tip trece jos sau trece bandă. Aceste două tipuri de semnale sînt idealizări foarte utile în teoria transmisiei informației, dar ele au fost pînă în prezent puțin cercetate. Asupra densității de repartiție a zgomotului rezidual nu se fac nici un fel de considerații. Așa cum a arătat Lampard [21] și mai înainte Davenport [7], se poate admite, cu aproximație destul de bună, pentru valori mici ale raportului $f_0/\Delta f$, că densitatea de repartiție este de tip gaussian, ceea ce se putea presupune ținînd seama de teorema valorilor limită.

Ținînd seama de acest fapt, este posibil, cunoscînd dispersia, să se deducă distribuția amplitudinilor. Alegerea metodei de studiu a zgomotelor este dictată de fiecare situație în parte. Măsurarea spectrului necesită mai mult timp iar funcția de corelație este mai puțin intuitivă.

Lucrarea de față este destinată să folosească dezvoltării teoriei răspunsului rețelelor la semnalele aleatorii.

BIBLIOGRAFIE


[1] CHARKEWITSCH, A. A.; *Signalubertragung durch moduliertes Rauschen* Elektrosveazi, (1957), noiembrie, pag. 42–46.

[2] LANGE, F. H.; *Korrelationselektronik*, Verlag Technik, Berlin, 1962 vol. II.

[3] LANGE, F. H. și MÜLLER, W. T.; *Informationsübertragung durch Breitbandsignale*, Wiss. Zeitschr. d. Univ. Rostock, 1961, Sonderheft.

[4] HORTON, B. M.; *Noise – Modulated Distance Measuring Systems*, Proceedings IRE (1959), pag. 821–828.

[5] LANGE, F. H.; *Entwicklungstendenzen der modernen Ortungstechnik*, II, Korrelations messverfahren der Luftfahrtnavigation, Nachrichtentechnik, (1961), pag. 250–254.

[6] RICE, S. O.; *Mathematical Analysis of Random Noise*, Bell System Techn. Journ (1944) pag. 282–332, și (1945) pag. 46–156.

[7] DAVENPORT, W. B.; *Statistical Errors in Measurements on Random Time Functinos*, Journ. Applied Physics, (1952) pag. 377–378.

[8] DAVENPORT, W. B. și ROOT, W. L.; *Random Signals and Noise*, Mc Graw-Hill Book Comp., New York, 1958.

[9] SOLODOVNIKOV și USKOV; *Statistische Systemanalyse*, Moskva, 1961.

[10] BENDAT, J. S.; *Principles and Applications of Random Noise Theory*. John Wiley Sons, New York, 1958.

[11] LANING, J. H. și BATTIN, R. H.; *Random Processes in Automatic Control*, Mc. Graw-Hill Book Company, New York, 1956.

[12] MIDDLETON, D.; *Introduction to Statistiacl Communication Theory*. Mc. Graw-Hill Book Company, New York, 1960.

[13] KÜPFMÜLLER, K.; *Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung*, S. Hirzel, Stuttgart, 1952.

[14] BALCHEN, J. G. și BLANDHOL, E.; *On the Experimental Determination of Statistical Properties of Signals and Disturbances in Automatic Control Systems*, IFAC, Moskova, 1960.

[15] SCHWEIZER, G.; *Die Messung von Frequenzgangen mit Hilfe der* Kreuzkorellationsbeziehung, A.E.U. (1961), octombrie nr. 10, pag. 437–443.

[16] SCHWEIZER, G.; *Untersuchung der auftretenden Fehler bei der* Auswertung von statistichen Signalen, A.E.U. (1962), nr. 5 pag. 235–244.

[17] BLASSEL, P.; *Erruer due a une durée d'integration finie dans la determination des fonctions d'autocorrelation*, Annales des télécommunications (1953), decembrie, pag. 406–416.

[18] LANGER, H. J.; *Stetige Mittelwertbildung mit Hilfe von passiven Netzwerken*, Frequenz (1962), nr. 1, pag. 15–24.

[19] SCHLITT, H.; *Systemtheorie fur regellose Vorgange*, Springer-Verlag, Berlin, 1960.

[20] PESCHEL, M.; *Abstchäzung des durch die endliche Mittelungszeit bedingten Fehlers der Korrelationsfunktion eines Poissonsche Sekundärprozesses*, Zmsr (1961), nr. 11, pag. 468–470.

[21] LANPARD, D. G.; *The Probability Distribution for the Filtered Out. put of a Multiplier Whose Inputs are Correlated*, Stationary, Gaussian Time-Series. IRE Transactions-Inform-Theory 4 (1956) martie, nr. 11.

[22] MÜLLER, W. T.; *Ein Beitrag zur Theorie und Anwendung des Analogiemultiplikators als Signal wandler für Statistische Test*-signale, Dissertation, Universität Rostock, 1963.

Conf. Ing. ROMAN STERE

# Imbunătățirea siguranței de funcționare a dispozitivelor semiconductoare

## 1. INTRODUCERE

Unul din avantajele fundamentale ale înlocuirii tuburilor electronice cu dispozitive semiconductoare în aparatura radioelectronică este siguranța de funcționare mult mai ridicată și durata de viață practic nelimitată care se pot obține.

Dacă în perioada inițială de dezvoltare a dispozitivelor semiconductoare această afirmație constituia mai degrabă o anticipare decît o realitate, astăzi intensitatea defecțiunilor a putut fi redusă la valori de ordinul a 0,01... 0,001% la 1 000 ore de funcționare [1, 2]. Numai o dată cu atingerea unei siguranțe de funcționare de acest ordin a devenit posibilă și rentabilă realizarea de sisteme electronice de mare complexitate, implicînd utilizarea a mii sau zeci de mii de dispozitive electronice active de circuit.

În obținerea siguranței de funcționare — și implicit în definirea ei — există deosebiri esențiale între sistemele și dispozitivele electronice. În general un *sistem* sau *aparat* are de îndeplinit o funcție bine definită, în condiții de lucru relativ precizate și pentru o perioadă de timp relativ determinată.

Din contra, dispozitivele electronice — de exemplu cele semiconductoare — care se produc în masă, pot avea domenii de aplicație, condiții de lucru și durate de funcționare care să varieze în limite extreme.

Diversitatea de aplicații și condiții de lucru posibile cer o extremă grijă în *proiectarea*, *fabricarea* și *utilizarea* dispozitivelor semiconductoare, pentru ca siguranța de funcționare potențial ridicată a acestor dispozitive — să fie transformată în realitate.

În lucrarea de față ne propunem să prezentăm unii factori care concură la atingerea acestui deziderat.

Vom începe cu prezentarea modului în care se pot defini siguranța de funcționare și defecțiunile dispozitivelor semiconductoare. Vom arăta care sînt principalele procese fizice care duc la defecțiunea dispozitivelor. și vom indica solicitările care permit detectarea și eliminarea dispozitivelor imperfecte. Vom încheia cu indicarea unora din măsurile care se iau în proiectarea, fabricarea și utilizarea dispozitivelor semiconductoare, pentru îmbunătățirea siguranței lor de funcționare.

## 2. DEFINIREA SIGURANȚEI DE FUNCȚIONARE ȘI DEFECȚIUNII UNUI DISPOZITIV SEMICONDUCTOR

Discutarea siguranței de funcționare a unui dispozitiv semiconductor cere definirea riguroasă a noțiunii. Una din definițiile general acceptate ale *siguranței de funcționare* — ca *„probabilitate de efectuare a unei funcții determinate, în condiții date, pe o durată de timp specificată"* — indică elementele fundamentale necesare pentru o definire riguroasă a siguranței de funcționare a unui dispozitiv semiconductor :

a. Exprimarea cantitativă a probabilității de funcționare, respectiv probabilității de defecțiune ;

b. Definirea „funcționării satisfăcătoare" — respectiv a defecțiunii ;

c. Precizarea condițiilor de lucru ;

d. Specificarea duratei de funcționare.

O dată stabilită siguranța de funcționare necesară, se pot lua măsuri pentru realizarea ei.

a. *Probabilitatea de funcționare* a dispozitivelor semiconductoare se exprimă de cele mai multe ori sub forma intensității defecțiunilor, dar există și alte forme de exprimare, prezentate detaliat în lucrarea [3].

b. Prin *defecțiune* se înțelege pierderea totală sau parțială a capacității de lucru a dispozitivului.

Defecțiunile dispozitivelor semiconductoare pot fi împărțite în două categorii mari :

— defecțiuni *catastrofale*, (instantanee) datorite pierderii bruște și totale a capacității de funcționare a dispozitivelor (prin întreruperea unor legături interne, prin scurtcircuitări ale joncțiunilor etc.). Asemenea defecțiuni sînt necondiționale, nefiind legate de particularitățile schemei în care este utilizat dispozitivul și sînt ușor de definit și constatat ;

— defecțiuni *treptate* datorite variației lente în timp a parametrilor dispozitivului, cu efecte variate asupra aparatului în care este încorporat dispozitivul, în funcție de circuitul în care lucrează.

În special pentru această categorie de defecțiuni este esențială stabilirea criteriilor „funcționării satisfăcătoare". Riguros vorbind, aceste criterii nu vor putea fi unice, independente de aplicații. De exemplu, ele vor fi diferite pentru o aplicație într-un circuit analogic și într-un circuit digital, dar se pot stabili și unele criterii generale. În acest scop, *caracteristicile admisibile* ale dispozitivului trebuie judicios specificate. Există mai multe moduri pentru a specifica aceste caracteristici, corelate cu siguranța de funcționare [4, 5, 6].

Astfel, pentru caracteristicile statice, ale unui tranzistor, de exemplu, se precizează de obicei sub formă de *curbe* caracteristicile tipice, și se specifică limitele maxime și minime admisibile pentru curenți și tensiuni, în cîteva *puncte critice*. Ieșirea caracteristicilor din aceste limite corespunde defecțiunii dispozitivului.

Pentru parametrii matriciali de semnal mic (h sau y) — se indică valorile medii şi limitele maxime şi minime admise în condiţii de măsurare bine precizate. Dintre aceşti parametri, *factorul de amplificare în curent, în montajul cu emitorul la masă*, $h_{21e}$, este deobicei determinant pentru aprecierea funcţionării satisfăcătoare a tranzistorului în cele mai multe din circuite.

În acelaşi timp, variaţia lui în timp, sau după o solicitare termică sau electrică a tranzistorului, este unul din *indicatorii cei mai sensibili* ai existenţei unor procese fizico-chimice care pot duce la defecţiunea tranzistorului.

Un alt parametru a cărui valoare şi variaţie în timp reprezintă un indicator foarte sigur a calităţii şi siguranţei de funcţionare a diodei sau tranzistorului este *curentul rezidual* $I_R$ al joncţiunilor, pentru care trebuie de asemenea să se prevadă valoarea medie şi limita superioară. Depăşirea acestei limite superioare — reprezintă defecţiunea dispozitivului.

c. Privind *condiţiile de lucru* admisibile, este esenţial să fie bine precizate valorile tensiunilor, curenţilor, puterilor, temperaturilor maxime ce se pot aplica dispozitivului în situaţia cea mai defavorabilă.

Precizarea tensiunii maxime pe care o poate suporta un tranzistor de exemplu, este o problemă destul de delicată, pentru că depinde mult de configuraţia circuitului [7, 8, 26]. Puterile şi temperaturile maxime admisibile se obţin prin încercarea de durată de viaţă — deci legat de variaţiile admisibile ale caracteristicilor.

Recomandarea C.E.I. 147 — 1 din 1963 stabileşte parametrii ce trebuie specificaţi de către producător pentru fiecare categorie de dispozitive semiconductoare. În spiritul acestor recomandări sînt de altfel întocmite şi normele interne de asemenea filele de catalog ale dispozitivelor semiconductoare ce se fabrică în ţara noastră. Cunoaşterea unor asemenea documente trebuie să fie baza de plecare pentru judecarea şi aprecierea corectă a bunei funcţionări sau defecţiunii unui dispozitiv semiconductor.

### 3. PROCESELE CARE DUC LA DEFECŢIUNEA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE ŞI CĂILE PENTRU DETECTAREA LOR

Înţelegerea proceselor fizico-chimice care pot duce la defecţiunea dispozitivelor semiconductoare şi cunoaşterea căilor pentru detectarea existenţei acestor procese este esenţială pentru proiectarea, fabricarea şi utilizarea corectă a dispozitivelor în vederea obţinerii siguranţei de funcţionare maxime. Principalele categorii de cauze care declanşează aceste procese sînt [1]:

a. Imperfecţiuni structurale electro-fizice;
b. Imperfecţiuni structurale mecanice;
c. Contaminanţi interni;
d. Imperfecţiuni de încapsulare;
e. Susceptibilitate la radiaţii.

Vom analiza succint în cele ce urmează — sub ce formă se manifestă mai frecvent aceste imperfecţiuni şi la ce solicitări se declanşează procesele ducînd la defecţiunea dispozitivelor semiconductoare.

#### a. Imperfecţiuni structurale electro-fizice

Ele constau în principal din imperfecţiuni ale *joncţiunilor* şi pot fi de două tipuri:

— cele care produc defecţiuni la curenţi mari;

— cele care produc defecţiuni la tensiuni mari.

La formarea joncţiunilor prin aliere sau difuzie se poate întîmpla ca elementul de dopare să nu pătrundă la o adîncime uniformă pe toată suprafaţa joncţiunii, ceea ce duce — în cazul unui tranzistor de exemplu — la o distanţă variabilă între emitor şi colector (fig. 1 a).

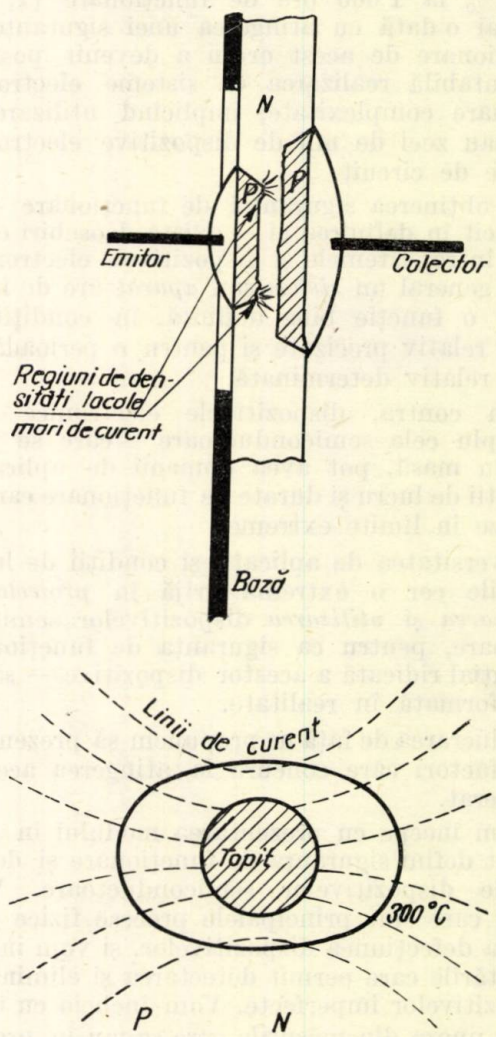



Fig. 1. *Imperfecţiuni ale joncţiunilor care produc defecţiuni la curenţi mari:*

*a* — secţiune printr-un tranzistor aliat cu neuniformităţi ale adîncimii joncţiunii emitor; *b* — topirea locală a joncţiunii datorită densităţii de curent excesive.

Punctele în care emitorul și colectorul sînt mai apropiate vor concentra densități de curent mai mari decît media pe joncțiune. La creșterea curentului total, aceste puncte pot atinge temperaturi locale foarte ridicate (depășind eventual temperatura de topire a materialului) (fig. 1 *b*) și procesul de aliere sau difuzie poate continua, ducînd în cele din urmă la un scurtcircuit emitor-colector. Este procesul denumit „a doua străpungere", care a fost abia în ultimii ani elucidat [9, 10].

La unele dispozitive, depășirea curenților maximi admisibili în regim de impulsuri, adesea fără depășirea puterii disipate medii admisibile, poate duce la același proces fizic de defecțiune, chiar în cazul unei joncțiuni perfecte — datorită distribuției neuniforme a curentului pe joncțiunea emitorului, la densități mari de curent [11]. La un tranzistor „Mesa" se pot atinge uneori la emitor densități de curent de 25 000 A/cm².

În alte cazuri, curenții mari în impuls pot topi firele de conexiuni *interne* în dispozitiv, dacă sînt prea lungi și subțiri, — neavînd o inerție termică suficientă [12].

În filele de catalog ale unora din tranzistoare, în special ale celor de comutație se specifică sub forma unei curbe în planul $I_c - U_c$ — valoarea instantanee de curent, maximă admisibilă la tensiunea dată, pentru evitarea „celei de a doua străpungeri". În alte cataloage se specifică o limită maximă absolută a curentului, independentă de tensiunea aplicată.

Aceste limite nu trebue depășite nici pe durata unor fenomene tranzitorii.

Pe de altă parte, dacă rezistivitatea materialului semiconductor în apropierea joncțiunii nu este uniformă — regiunea de depresiune a sarcinii care se formează la polarizarea inversă a joncțiunii nu va mai avea o grosime uniformă, ceea ce va produce și gradienți de tensiune neuniformi. Această situație are loc de exemplu dacă în regiunea joncțiunii există microincluziuni de metal (fig. 2) sau imperfecțiuni ale structurii cristaline, în special în apropierea suprafeței dispozitivului. Gradienții de tensiune neuniformă duc la creșterea locală a coeficientului de multiplicare în avalanșă a purtătorilor, respectiv la creșterea locală a curentului invers al joncțiunii, ceea ce „înmoaie" cotul caracteristicii inverse și duce în cele din urmă la străpungerea ei [13]. Evident, procesul se produce la tensiuni inverse apropiate de cea de străpungere teoretică, dar reduce mult rezistența dispozitivului la o suprasarcină tranzitorie de tensiune.

Cea mai bună metodă pentru detectarea acestor imperfecțiuni structurale electro-fizice, este solicitarea dispozitivelor, pe un timp determinat, la curenți mari (dar tensiuni mici) și tensiuni mari (dar curenți mici), apropiate de limitele maxime admisibile corespunzătoare.

În aceste condiții se declanșează relativ repede defecțiunea catastrofică a dispozitivelor imperfecte și acestea sînt apoi eliminate constatîndu-se că s-au scurtcircuitat, s-au întrerupt, sau și-au modificat radical caracteristicile.

### b. Imperfecțiuni structurale mecanice

În această categorie intră: *piese defecte* — plăcuțe semiconductoare fisurate, fire de conexiune emitor sau colector crestate, *conexiuni*

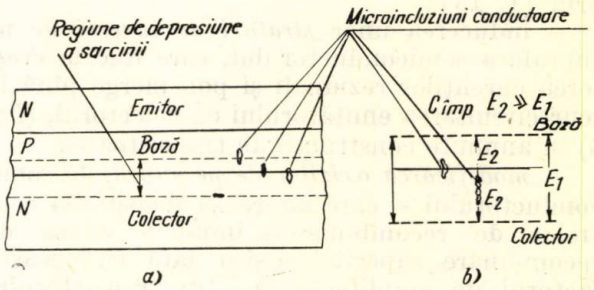



Fig. 2. *Imperfecțiuni ale joncțiunilor care produc defecțiuni la tensiuni inverse mari:*
*a* — secțiune printr-un tranzistor difuzat; *b* — neuniformitate locală a cîmpului în regiunea de depresiune a sarcini la colector.

*slabe* (de exemplu — sudură proastă a contactului bazei), particule conductoare sau neconductoare *libere* în capsulă și *oboseala termică*, datorită neadaptării coeficienților de dilatare a diferitelor materiale lipite sau sudate între ele în dispozitiv (începînd cu aliajele de dopare și lipitura plăcuță semiconductoare — suport metalic, pînă la sudura sticlă — metal a trecerilor conexiunilor prin capsulă).

Primele din imperfecțiunile menționate declanșează defecțiunea dispozitivului la șocuri sau vibrații, în special cînd se întîmplă ca acestea să producă oscilații la frecvența proprie de rezonanță a unor piese slabe din dispozitiv.

Pentru detectarea acestor imperfecțiuni se recomandă urmărirea funcționării într-un circuit, sau observarea pe osciloscop a caracteristicilor dispozitivului în timp ce este supus unor șocuri sau vibrații.

*Oboseala termică* produsă de ciclurile repetate de încălzire și răcire la care este în mod normal supus dispozitivul în funcționare, poate duce la defecțiune prin spargerea plăcuței semiconductoare, dezlipirea conexiunilor interne, pierderea etanșeității capsulei etc. [14].

Solicitarea care permite accelerarea procesului este variația rapidă și repetată a *temperaturii interne* a dizpozitivului, provocată de preferință prin aplicarea ciclică (5—6 minute pentru încălzire—urmată de o pauză de 5—6 minute pentru răcire) a unei puteri electrice care să fie disipată în dispozitiv.

Parametrii a căror variaţie faţă de valorile măsurate înainte de solicitări, sînt cei mai buni indicatori ai oboselii termice, sînt $R_t$ (rezistenţa termică) şi $U_{\text{direct}}$ sau $U_{CE\,(sat)}$ ale dispozitivelor.

### c. Contaminanţi interni

Aceştia constituie probabil cea mai largă şi frecventă categorie de imperfecţiuni ale dispozitivelor semiconducoare. În principal este vorba de *umezeală*, *gaze străine* şi *materiale ionizabile*, care afectează funcţionarea dispozitivului prin [1, 15]:

— inducerea unor *straturi de inversiune* pe suprafaţa semiconductorului, care duc la creşterea curenţilor reziduali şi pot merge pînă la scurtcircuitarea emiţătorului cu colectorul, (fig. 3) în anumite construcţii de tranzistoare;

— *modificarea oxizilor de pe suprafaţa* semiconductorului — care alterează densitatea centrelor de recombinare — implicit viteza de recombinare superficială şi o dată cu aceasta factorul de amplificare $h_{21e}$ al tranzistorului (în raport de pînă la 10/1 uneori);

— *producerea de conducţie obişnuită pe suprafaţă* — respectiv creşterea excesivă a curentului rezidual la mărirea tensiunii inverse, scăderea tensiunii de străpungere a joncţiunilor, nestabilitatea caracteristicilor inverse.

*Umezeala* sau *gazele străine* pot fi prinse în capsulă în timpul fabricaţiei, fie în stare liberă, fie absorbite sau adsorbite în materialele constitutive ale dispozitivului [16]. Acţiunea lor se poate manifesta în acest din urmă caz cu întîrziere, mai ales dacă capsula este umplută cu un compound pe bază de ulei de silicon, care frînează circulaţia gazelor în capsulă. La încălzirea dispozitivului, gazele, şi în special umezeala, sînt eliberate în interiorul capsulei, ajung în cele din urmă pe suprafaţa activă a dispozitivului, unde declanşează fenomenele menţionate.

Se poate produce astfel fie deteriorarea remanentă a dispozitivului, dacă umezeala se fixează pe suprafaţă, fie nestabilitatea în timp sau în

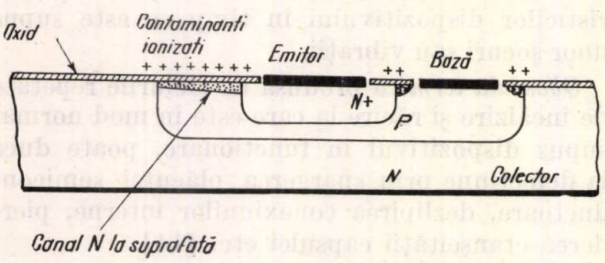



Fig. 3. *Formarea stratului de inversiune (canalului N) la suprafaţa structurii unui tranzistor, datorită contaminanţilor ionizaţi.*

funcţie de succesiunea de curenţi şi tensiuni aplicate, a curentului rezidual $I_{CBO}$ sau factorului de amplificare $h_{21e}$, dacă umezeala circulă între suprafaţă şi interiorul capsulei, la răciri şi încălziri repetate [17]. Una din căile de detectare a acestei imperfecţiuni o constituie măsurarea parametrului $h_{21e}$ întîi *înainte*, apoi *imediat după* aplicarea, timp de cîteva minute, a unei puteri în dispozitiv, care să fie de ordinul a jumătate din cea disipată admisibilă.

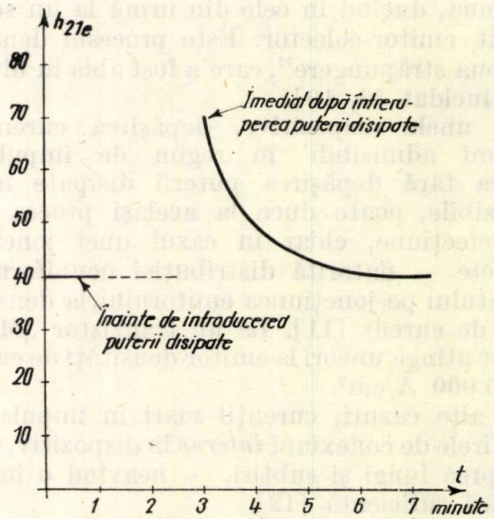



Fig. 4. *Variaţia în timp a parametrului $h_{21}$ după o solicitare electrică şi termică în cazul existenţei în capsula tranzistorului — a unei umidităţi nefixate.*

În cazul existenţei nestabilităţii suprafeţei datorită umidităţii nefixate în capsulă, se va obţine o curbă de variaţie în timp a parametrului $h_{21e}$, cum este de exemplu cea ilustrată în figura 4. Uneori imperfecţiunea nu apare decît la temperaturi scăzute (sub 0°C) cînd umezeala se condensează pe suprafaţa dispozitivului. Detectarea acestei situaţii se poate face măsurînd variaţia curentului rezidual $I_R$ cu temperatura aşa cum se vede în figura 5.

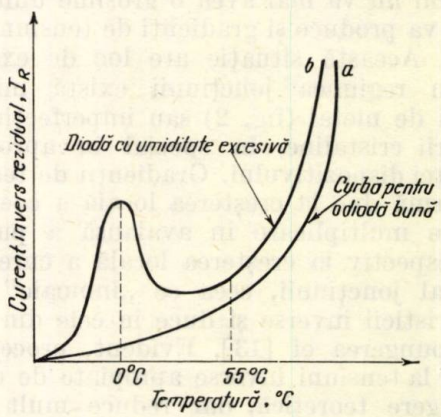



Fig. 5. *Dependenţa de temperatură a curentului rezidual al unei diode; a — în cazul unei diode bune; b — în cazul unei diode cu umiditate excesivă.*

*Contaminanţii ionizabili* reprezintă o altă categorie de materiale, care fiind prinse în capsulă, se ionizează în prezenţa umezelii şi tensiunii aplicate, într-o proporţie care creşte cu tempe-

ratura. Ionii formaţi pot migra sub efectul tensiunii, ducînd la apariţia stratului de inversiune, creşterea curentului rezidual, străpungerea pe suprafaţă a joncţiunii [18] etc.

Detectarea existenţei tuturor contaminanţilor care duc la nestabilitatea stării suprafeţei dis-

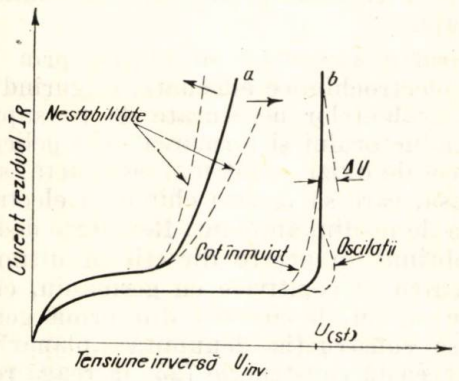



Fig. 6. *Caracteristici inverse ale unei diode cu germaniu (a) şi cu siliciu (b):*
——— caracteristici ale unor diode bune
–·–·– caracteristici ale unor diode imperfecte

pozitivului semiconductor, se poate face prin observarea pe un osciloscop, cu ajutorul unui baleiaj în tensiune de la 0 pînă la $U_{(st)}$ a caracteristicii inverse reziduale a dispozitivului.

În cazul unei diode (vezi figura 6) în locul unei caracteristici ideale (trasate cu linie plină în fig. 6 şi notată *a* pentru o diodă cu germaniu şi *b* pentru una cu siliciu,) existenţa contaminanţilor va produce coturi moi, oscilaţii, nestabilităţi ale caracteristicilor (trasate cu linii punctate), bucle de histerezis etc.

În cazul unui tranzistor, caracteristica reziduală cea mai sensibilă la stabilitatea stării

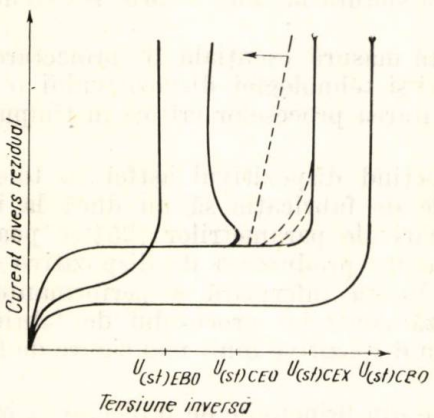



Fig. 7. *Caracteristicile de străpungere ale unui tranzistor:*
——— caracteristici ale unui tranzistor bun
–·–·–·– evidenţierea unor imperfecţiuni ale tranzistorului

suprafeţei, pare a fi [19] cea de colector-emitor, cu baza polarizată în sens invers conducţiei — $I_{CEX}$. Diferitele variante posibile ale acestei caracteristici, în cazul nestabilităţii suprafeţei — sînt reprezentate în figura 7 — cu linii punctate.

Cum migrarea contaminanţilor interni este afectată şi de temperatură — o altă cale de detectare a prezenţei lor pe suprafaţa dispozitivului — o constituie urmărirea efectului unei solicitări combinate ale temperaturii şi tensiunii asupra curentului rezidual.

După oprirea solicitării termice, cea în tensiune va fi păstrată pînă la răcirea completă a dispozitivului. Se măsoară $I_{CBO}$, de exemplu, înainte şi după terminarea acestei solicitări combinate, eliminîndu-se dispozitivele la care se constată o modificare importantă.

Cînd aceşti contaminanţi sînt în cantitate mai mare, pot duce nemijlocit la conducţie ionică şi chiar corodarea chimică a conexiunilor, pe care ajung să le întrerupă — dar această din urmă situaţie este foarte rară.

### d. Imperfecţiuni de încapsulare

Acestea pot consta din suduri proaste ale capacului capsulei, crăpături ale sticlei utilizate în trecerile izolate ale conexiunilor, zgîrieturi ale firelor de trecere prin sticlă, permeabilitatea masei plastice de încapsulare (în cazul capsulelor plastice) pasivare imperfectă a suprafeţei dispozitivului.

Aceste imperfecţiuni permit treptat pătrunderea în interiorul capsulei a umezelei sau oxigenului şi duc în cele din urmă la aceleaşi efecte cu cele ale gazelor sau umezelii încapsulate (vezi paragraful anterior, *c*).

Ca principal rezultat se constată creşterea treptată, pe durata funcţionării, a curentului rezidual al joncţiunilor — şi variaţia cîştigului, mai ales la funcţionarea în condiţiile unui mediu ambiant umed sau corosiv.

Una din metodele mai simple pentru detectarea imperfecţiunilor de încapsulare este introducerea dispozitivelor într-un recipient cu o soluţie de detergent sub presiune, sau supunerea lor la cicluri repetate de umiditate şi uscăciune, cu măsurarea curentului rezidual sau factorului de amplificare în curent $h_{21e}$ — înainte şi după solicitare. O metodă mai sensibilă — foloseşte în acelaşi scop — Kripton radioactiv, cu măsurarea radioactivităţii dispozitivului după probă.

### e. Susceptibilitatea la radiaţii

Această imperfecţiune este supărătoare numai în aplicaţii speciale. Există două procese de ieşire din uz mai importante care pot avea loc:

— ieşirea temporară din uz cauzată în principal de impulsuri de radiaţii gama care produc o ionizare în volum şi suprafaţă;

— degradarea permanentă sub acţiunea unor doze importante de neutroni rapizi, care produc noi centre de recombinare, deci scăderea cîştigului.

Detectarea acestei susceptibilităţi, nu se poate face decît supunînd dispozitivul la radiaţia considerată şi constatînd efectele acesteia.

### 4. MĂSURI CE SE POT LUA ÎN PROIECTAREA, FABRICAREA ŞI UTILIZAREA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE ÎN VEDEREA ÎMBUNĂTĂŢIRII SIGURANŢEI DE FUNCŢIONARE

#### a. Măsuri ce se iau prin proiectare

O primă categorie de măsuri se referă la robusteţea mecanică şi termică a dispozitivelor. Aceasta este necesară nu numai pentru buna funcţionare în utilizarea finală a dispozitivului — dar şi pentru a-l face să reziste manipulărilor variate şi uneori brutale la care este supus în timpul fabricării şi apoi a montării în aparatura electronică în care va lucra.

*Robusteţea mecanică* se obţine în proiectare prin conceperea unor subansamble rigide, mase mici, momente de inerţie reduse, şi prin eliminarea pe cît posibil a rezonanţelor mecanice în domeniul de vibraţii sau şocuri care se pot întîlni în mod normal.

Principiile care stau la baza atingerii unei bune *robusteţi termice* şi totodată a unei încapsulări care să-şi păstreze etanşeitatea în timp sînt [20]:

— Utilizarea unor materiale cu coeficienţi de temperatură adaptaţi şi construcţii care să reducă tensiunile interne;

— Utilizarea unor lipituri tari care să reducă oboseala metalului;

— Rezistenţă termică redusă între joncţiune şi capsulă pentru a reduce diferenţa de temperatură în dispozitiv cînd disipă putere;

— Utilizarea pentru capsule a unor suduri sticlă-metal, aderente (cu aliaje speciale — de tipul Kovarului — şi cu oxizi) care să asigure etanşeitatea în limite largi de variaţie a temperaturii.

O altă categorie de măsuri, se referă la stabilitatea şi protecţia suprafeţei electric active a dispozitivului, în interiorul capsulei, pentru a o feri de acţiunea contaminanţilor. În acest scop,

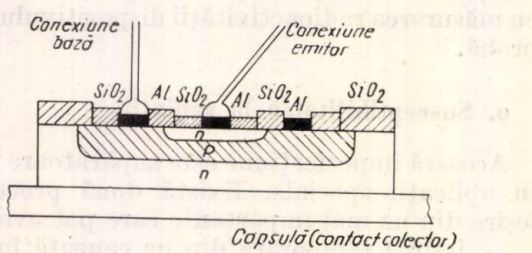



Fig. 8

pe de o parte încapsularea va trebui efectuată într-o *atmosferă inertă*, şi cu prevederea unui *getter* care să menţină presiunea parţială de vapori optimă şi constantă [21, 22]; pe de altă parte se prevede *pasivarea* suprafeţei semiconductorului — un proces care să deactiveze chimic şi să izoleze electric suprafaţa liberă a Ge sau Si prin acoperirea cu o peliculă chimic stabilă şi aderentă. Această peliculă ecranează suprafaţa electric activă a semiconductorului faţă de influenţa mediului gazos ambiant şi a contaminanţilor care ar putea veni în contact cu suprafaţa.

*Pasivarea suprafeţei* se obţine prin tratamente electrochimice adecuate, asigurînd satisfacerea valenţelor nesaturate de pe suprafaţa semiconductorului şi formarea unei pelicule — de obicei de oxizi — cît mai compactă, stabilă şi groasă, care să izoleze chimic şi electric suprafaţa de mediul ambiant. Rezultate deosebite s-au obţinut în aceste direcţii în ultimii ani atît pentru dispozitivele cu germaniu, cît mai ales cu siliciu, la acestea din urmă generalizîndu-se construcţia denumită „planar" (fig. 8). În această construcţie [23] întreaga regiune electric activă, apare pe suprafaţa plană superioară a plăcuţei de siliciu, joncţiunile fiind complet acoperită în timpul fabricaţiei cu un strat de $SiO_2$ (cuarţ) suficient de gros — şi chimic atît de stabil, încît uneori aproape că dispare necesitatea încapsulării dispozitivului, fiind suficientă acoperirea lui cu un strat de sticlă.

În ceea ce priveşte *încapsularea* dispozitivelor, pe lîngă măsurile amintite ce trebuie luate pentru evitarea oboselii termice, capsula trebuie proiectată astfel încît prin formele pieselor componente să asigure în mod reproductibil sudarea corectă şi etanşă, fără împroşcarea interiorului dispozitivului cu particule metalice. Deşi sudura rece, prin compresiune, a cuprului, evită împroşcarea de metal în timpul sudurii, ea nu poate fi considerată la fel de sigură în ceea ce priveşte menţinerea în timp a etanşării, ca sudura la cald — prin rezistenţă electrică.

O altă măsură esenţială în proiectarea construcţiei şi tehnologiei dispozitivului o constituie evitarea proceselor critice în timpul fabricaţiei.

Proiectînd dispozitivul astfel ca toleranţele normale de fabricaţie să nu ducă la împrăştieri mari ale parametrilor [25] se poate totodată evita producerea de dispozitive care să fie la limita inferioară a performanţelor, se uşurează controlul procesului de fabricaţie şi se obţin dispozitive mult mai sigure de funcţionare.

Multe din principiile de proiectare corecte — menţionate mai sus — concură la evitarea proceselor critice.

#### b. Măsuri care se iau în fabricaţie

Operaţiile de fabricaţie trebuie astfel conduse încît să permită aplicarea corectă a proiectării efectuate.

Astfel — *materiile prime* şi *auxiliare* care fie că intră în componenţa produsului finit — fie că vin în contact cu suprafeţele active ale dispozitivului sau pieselor lui coponente trebuie să fie de o calitate şi în general de o puritate cu totul deosebite, verificîndu-se în permanenţă constanţa acestei calităţi şi purităţi.

S-a introdus de altfel o dată cu începerea fabricaţiei de dispozitive semiconductoare — o nouă clasă de puritate, aşa numita „*puritate electronică*" depăşind-o pe cea spectrală.

Pentru fluidele de înaltă puritate folosite în fabricaţie (apă deionizată, hidrogen, azot, aer uscat etc.) este indispensabilă măsurarea şi pe cît posibil înregistrarea continuă a purităţii.

Degresarea, curăţirea şi degazarea înaintată a tuturor pieselor dispozitivului înainte de asamblare, este de asemenea o condiţie a calităţii lor.

Atmosfera ambiantă din încăperile de fabricaţie necesită precauţii deosebite pentru a i se asigura puritatea şi lipsa de praf.

Efectuarea operaţiilor celor mai critice în incinte ermetic închise, cu atmosferă controlată, lipsită de umezeală contribuie la evitarea contaminării interne.

Un rol deosebit în asigurarea unui proces de fabricaţie îngrijit revine serviciilor de control al calităţii. O primă formă de control o constituie *controlul intermediar între operaţii*, care trebuie să verifice cu multă rigurozitate că produsul fiecărei etape de fabricaţie respectă specificaţiile. Devine posibilă astfel o corectare eficace şi rapidă a eventualelor deficienţe ale procesului şi în acest fel, controlul de calitate previne în mod activ producerea rebuturilor.

O metodă eficace care permite detectarea imperfecţiunilor şi eliminarea dispozitivelor defecte dintr-un lot dat, înaintea controlului final, este „*cernerea*" *lotului*.

În acest scop lotul este supus variantelor solicitări menţionate la par. 3 în limite care să declanşeze defecţiunea pieselor imperfecte dar să lase pe cît posibil intacte piesele bune. Printr-o astfel de „cernere" riguroasă şi aplicată lotului în proporţie de 100%, se pot selecta piesele cele mai bune şi numai acestea sînt apoi supuse controlului final.

O „cernere" riguroasă şi completă este însă foarte costisitoare, justificîndu-se economic numai pentru aplicaţii deosebit de pretenţioase. Pe de altă parte, solicitările prea riguroase în timpul încercărilor pot duce la degradarea unor piese care erau iniţial bune. Adesea „cernerea" se poate face după un program de solicitări restrîns, ţinînd seama de aplicaţia considerată.

Printr-o proiectare şi fabricare îngrijită, se pot realiza dispozitive care să aibă în mod intrinsec o siguranţă de funcţionare suficient de înaltă, pentru ca „cernerea" să poată fi redusă la o formă foarte simplă : „îmbătrînirea" de 30 zile la temperatura camerei sau coacerea la 85—105° timp de 100—250 ore în procesul de fabricaţie, înainte de sortare şi marcare.

Aceste tratamente sînt adesea suficiente pentru ca cele mai multe din defecţiunile datorate imperfecţiunilor de natura contaminanţilor interni (cele mai frecvente) să aibă timp să se producă, respectiv ca suprafaţa şi mediul intern din capsulă să ajungă în echilibru, aşa fel ca piesele defecte să fie de la început eliminate.

În fine — *controlului tehnic de calitate* îi revine sarcina de a verifica cu toată exigenţa rezultatul final al procesului de fabricaţie şi de a contribui printr-o analiză tehnică detaliată a pieselor găsite defecte în urma operaţiei de „cernere" la detectarea şi înlăturarea punctelor slabe din procesul de fabricaţie.

De mare ajutor în această direcţie se dovedeşte a fi încercarea sistematică la durata de viaţă, în condiţii de lucru ducînd la o îmbătrînire accelerată a loturilor prelevate statistic din fabricaţia curentă, cu analizarea amănunţită a defecţiunilor constatate.

Deşi, după cum arată o serie de lucrări mai recente [24], cînd siguranţa de funcţionare a atins un nivel înalt, nu se pot uşor corela încercările forţate la durata de viaţă cu cele obţinute în condiţiile de lucru reale, în etapa începerii fabricaţiei unui tip nou de dispozitiv, această metodă este foarte preţioasă pentru îmbunătăţirea siguranţei de funcţionare.

### c. Măsurile care se recomandă în utilizare

Unele din aceste măsuri au fost prezentate recent de către autor în lucrarea [26]. În esenţă ele consuta în :

— Alegerea corectă a dispozitivului, pentru funcţia considerată şi pentru mediul ambiant în care va trebui să lucreze.

— Utilizarea unei configuraţii de circuit, în care funcţionarea corectă a dispozitivului să depindă în special de caracteristicile cele mai stabile ale dispozitivului ; superioritatea din acest punct de vedere a circuitelor în care dispozitivul lucrează ca element de comutare [27], este evidentă.

— Stabilizarea riguroasă cu temperatura şi cu împrăştierea din fabricaţie, a punctului de funcţionare al dispozitivului.

— Limitarea corectă a tensiunilor şi curenţilor maximi întîlniţi în funcţionarea dispozitivului, chiar în timpul regimurilor tranzitorii de anclanşare sau declanşare a echipamentelor [28].

— Precauţii la manipularea dispozitivelor în timpul asamblării echipamentelor.

## 5. CONCLUZII

În lucrare am încercat să prezentăm cîteva din problemele tehnice pe care le ridică obţinerea unei siguranţe de funcţionare cît mai ridicate

a dispozitivelor semiconductoare, şi am indicat unele măsuri care se pot lua în acest scop în proiectarea, fabricarea şi utilizarea dispozitivului.

În încheiere trebuie să arătăm că în paralel cu extinderea domeniului frecvenţă — putere, direcţia principală de cercetare în dezvoltarea dispozitivelor semiconductoare o constituie astăzi ridicarea continuă a siguranţei lor de funcţionare. Problema siguranţei de funcţionare este totodată fundamentală şi în dezvoltarea aparatelor şi sistemelor electronice din ce în ce mai complexe. Soluţia radical nouă în această direcţie o constituie utilizarea largă a *circuitelor microelectronice integrate*, înglobînd într-o piesă unitară dispozitivele active şi pasive de circuit, cu conexiunile reduse la un minimum, cu eliminarea nesiguranţei introduse de contactele prin presiune sau lipire, cu reducerea substanţială a gabaritului şi puterilor şi în ultimul timp şi a costului [29, 30, 31].

În această nouă situaţie, siguranţa de funcţionare a dispozitivelor semiconductoare şi a circuitului din care fac parte, devin noţiuni care se suprapun în întregime, iar siguranţa de funcţionare a sistemului se ridică pe o nouă treaptă.

BIBLIOGRAFIE


[1] * * *Semiconductor Reliability*, General Electric Transistor Manual — Sixth Edition, cap. 18, pag. 289—334 — General Electric, New-York, 1962.

[2] W. H. von ALVEN; *Reliability Improvement of Semiconductor Devices — — A Status Report*, Semiconductor Reliability, vol. I pag. 1—7, Engineering Publishers-Elizabeth, New Jersey, 1961.

[3] CĂTUNEANU, M. V.; *Bazele teoretice ale siguranţei de funcţionare a aparaturii electronice*, Telecomunicaţii, Anul VIII (164), nr. 7 pag. 289—300 şi nr. 8, pag. 327—333.

[4] SIMMONS, C. D.; *Characterization of Transistors — A Status Report* Semiconductor Realiability, vol. 2 — Engineering Publishers — Elizabeth, New Jersey, 1962, pag. 140—161.

[5] ERICKSON, V. K.; *Tomorrow's Reliable Semiconductor Specification* — Ibidem, pag. 335—366.

[6] WIDDITSCH, H. R. şi C. S. PARTHOLOMEW; *Semiconductor Specifications for Ultimate Reability*, Ibidem, pag. 267—280.

[7] SCHMELTZER, R. A.; *Maximum Stable Collector Voltage for Junction* Transistors, Proc. I.R.E., vol. 48, 1960, nr. 3, martie, pag. 332—340.

[8] RYDER, S. C. SMITH; *Voltage Breakdown of Transistors*, Electronic Tehnology, vol. 38, 1961, nr. 10, octombrie, pag. 348—356.

[9] SCHAFT, M. A. and J. C. FRENCH; *Second Breakdown*, Transistors IRE Transactions on Electron Devices, vol. ED — 9 nr. 12, pag. 129—136, martie, 1962.

[10] ENGLISH, C.; *Mesoplasmas and „Second Breakdown"*, Silicon Junctions — Solid State Electronics, vol. 6, 1963, nr. 6, pag. 511—521, sept.—oct.

[12] MILLER, L. E. and I. M. MACKINTOSH; *Realiability of Silicon Transistors and Diodes*, Semiconductor Reliability — vol. I, pag. 98—111, Engineering Publishers, Elizabeth, New Jersey, 1961.

[13] STOCKLEY, W.; *Problems Related to p—n junctinos in Silicon*, Solid State Electronics, vol. 4 1961, nr. 1, ianuarie, pag. 35.

[14] TAYLOR, T. C.; *Thermal Stress and Fracture in Shear — Constrained Semiconductor Device Structures* — IRE Transaction on Electron Devices, vol. ED-9, 1962, mai, pag. 303—308.

[15] FEDOTOV, Ia. A.; *Osnovî fiziki poluprovodnikovîh proborov* — pag. 566—617, Ed. Sovetskoe Radio, Moscova, 1963.

[16] WALLMARK, I. T. and R. R. JOHNSON; *Influence of Hidration — Dehydration of the Germanium Oxide Layer on the Characteristics of P.N.P. Transistors*-R.C.A. Review — vol. 18 1957, nr. 4, dec., pag. 512—524.

[17] FRIM, I., IORDACHE, P., STERE, R., TĂNĂSESCU, C.; *Dependenţa şi răspîndirea unor parametri ai tranzistoarelor de joasă frecvenţă şi înaltă frecvenţă de condiţiile procesului tehnologic*. Comunicare prezentată la cea de a II-a consfătuire „Semiconductoarele şi aplicaţiile lor", Bucureşti, decembrie, 1961.

[18] ATALLA, M. M., E. R. BRAY, R. LINDER; *Stability of Thermally Oxidizez Silicon Junctions în Wet Atmosphere*, Proceedings of the I.E.E., vol. 106 martie, 1960, part. B., Supp. nr. 17, pag. 1 330—1 137,.

[19] MERKLE B. W. şi W. L. BLOSC; *Reliability Assurance în Semiconductor specifications*, Semiconductor Reliability, vol. 2, pag. 381—392, Engineering Publisheas, Elizabeth New Jersey, 1962.

[20] GREEN, W. B.; *A fatigue — free Silicon — Device Structure* — Trans A.I.E.E. (Commun and Electronics) vol. 54, 1961, pag. 189—191, mai.

[21] BOROFSKI, A. J.; *Relationship of Reliability to Etching, Washing and Encapsulation Processing*, Semiconductor Reliability vol. 1, pag. 222—238, Engineering Publishers, Elizabeth, New Jersey, 1961.

[22] PLOOS Van AMSTEL J. J. A.; *Some Methods of producing stable transistors*, Colloque International sur les dispositifs a semiconducteurs, vol. II — Partea II, Fiabilité — pag. 716—724, Paris, 1916.

[23] CRINICH, V. H. and J. A. HOERNI; *The planar Transistor Family — Colloque International sur les dispositifs á semiconducoteurs*, Paris, 1931 vol. I, pag. 132—142.

[24] ZIERDT, C. N.; *Comparison of Operating life Tests and Storage Tests* — Semiconductor Reliability, vol. 1, pag. 153—167, Engineering Publishers Elizabeth, New Jersey, 1961.

[25] KENNEDY, D. P., P. C. MURLEY, R., R. O'BRIEN; *A Statistico l Approach to the Design of Diffused Junction Transistors*. I.B.M. Journal of research and development, vol. 8, 1964, nr. 5 noembrie, pag. 482—495

[26] STERE, R. şi alţii; *Dispozitive semiconductoare* — Editura Tehnică Bucureşti, 1964.

[27] ARGINTARU, I., C. LUNGU, L. KASZONI; *Elemenîele NICI şi timp din sistemul Unilog — tip A*, Comunicări la Sesiunea tehnico ştiinţifică IPA, vol. 1, pag. 5—24, I.D.T., Bucureşti, 1965.

[28] SCHIFF, P.; *Preventing second breakdown in transistor circuits*, Electronics, vol. 37, 1964, nr. 18, iunie, pag. 66—74.

[29] DRĂGĂNESCU, M.; *Din problemele microelectronicii*, Automatica şi Electronica, 7 (1963), nr. 1, pag. 31—40.

[30] KEONJIAN, E.; *Editor*; *Microelectronics* — Mc. Graw-Mill, New-York, 1963.

[31] KOLOSOV, A. A. şi alţii; *Poluprovodnikovie tviordie shemî*, Sovetskoe Radio, Moscova, 1965.

Ing. ADELAIDA MATEESCU

# Metoda de aproximare discretă în sens Cebîșev și utilizarea acesteia în sinteza circuitelor

## I. INTRODUCERE

Necesitatea de a aproxima o funcție dată cu o funcție de circuit fizic realizabilă intervine în toate problemele de sinteză a circuitelor. În practică, se cere ca un anumit parametru de circuit (impedanța, atenuarea, defazarea ș.a.) să urmărească o curbă de variație, dată analitic sau grafic într-un anumit domeniu de frecvențe. Trebuie să se găsească circuitul care să aibă pentru parametrul prescris o curbă de variație cît mai apropiată de cea dată. Aceasta este o problemă de sinteză a circuitelor. Pentru rezolvarea ei trebuie să se găsească funcția care să satisfacă datele tehnice și să fie în același timp fizic realizabilă. Aceasta este o problemă de aproximare. Trecerea de la funcția fizic realizabilă la circuit se poate face după metodele cunoscute din sinteza circuitelor. Dacă aceste metode constituie un capitol complet și destul de bine pus la punct, problema aproximării rămîne încă deschisă. Dificultățile de aproximare decurg pe de o parte din forma matematică specială a funcției de circuit, care poate fi uneori foarte restrictivă, iar pe de altă parte din cerințele tehnice impuse de practică (trebuie avute în vedere; domeniul de aproximare, toleranțele admisibile, economicitatea circuitului, posibilitățile de absorbție a distorsiunilor ș.a.) care sînt diferite în situații diferite. Din aceste motive este dificil să se elaboreze metode de aproximare cu un mare grad de generalitate. De exemplu, metodele de aproximare elaborate pentru funcția de atenuare a filtrelor nu pot fi aplicate în cazul aproximării funcției de impedanță, din cauza formelor matematice diferite ale celor două funcțiuni; metode de aproximare ce conduc la rezultate bune pentru domenii de aproximare înguste, conduc la circuite cu totul neeconomice în cazul unor domenii de aproximare mai largi.

Datorită acestor particularități, aproximarea este de obicei problema cea mai dificilă a sintezei circuitelor. În rezolvarea acestei probleme trebuie să se țină seama de următoarele considerații:

1. Modul în care este dat parametrul prescris (funcția aproximată).
2. Forma matematică a funcției fizic realizabilă, corespunzătoare parametrului prescris (funcția aproximantă).
3. Criteriul de aproximare ales.
4. Condițiile tehnice suplimentare.

Aceste considerații determină în linii mari alegerea unui anumit procedeu matematic, pentru rezolvarea aproximării, în condiții satisfăcătoare pentru practică.

Menționăm că performanțele și economicitatea circuitului depind în mare măsură de modul în care este rezolvată problema de aproximare deoarece în această etapă se precizează în ce măsură funcția fizică „se apropie" de funcția dorită și se stabilește gradul funcției aproximante, adică complexitatea circuitului.

În cele ce urmează se prezintă pe scurt metoda de aproximare discretă în sens Cebîșev elaborată de Stiefel [1], [2] și se studiază posibilitatea utilizării acestei metode în problemele de sinteză a circuitelor pasive. Alegerea acestui procedeu matematic de aproximare a fost determinată de considerațiile menționate mai sus în modul următor:

1. Funcția aproximată $f_0(\omega)$ este dată în formă grafică sau prin valori discrete într-o tabelă. Această situație este foarte frecvent întîlnită în practică, curba ce trebuie aproximată fiind obținută prin măsurători la frecvențe discrete. Așa se întîmplă atunci cînd se cere să se aproximeze o impedanță, care să constituie echilibrorul unui circuit aerian sau în cablu; atunci cînd se cere să se corecteze caracteristica unui circuit printr-un egalizor și în multe alte probleme puse de practică. În asemenea situații aproximarea se face cu ajutorul unor șabloane, pe cale grafică, sau prin tatonări. Aceste metode nu permit însă nici un control asupra erorii și nu conduc în general la circuite economice. Metodele analitice obișnuite nu pot fi aplicate deoarece funcția dată grafic nu poate fi exprimată simplu (în cazul general) printr-o funcție analitică. Aceste considerații ne-au orientat spre o metodă de aproximare discretă.

2. Funcția aproximantă $f_c(\omega)$ care reprezintă totdeauna un parametru de circuit este de obicei o fracție rațională de frecvență în care necunoscutele sînt coeficienții numărătorului și numitorului. Acești coeficienți sînt legați prin funcții neliniare (în cazul general) de elementele circuitului ($R$, $L$, $C$). Procedeul de aproximare va trebui deci să permită operarea cu funcții neliniare.

3. Criteriul de aproximare determină distribuția erorii în banda de aproximare. În practică se cere de obicei ca funcția aproximantă $f_c(\omega)$ să aproximeze funcția dată $f_0(\omega)$ cu o eroare care să nu depășească toleranța maximă admisibilă $\pm \Delta$ (vezi fig. 1*a*). Se știe că în aproximarea cu funcții continui se obține circuitul cu număr minim de elemente la o deviație $\Delta$ dată, dacă se utilizează criteriul Cebîșev. Conform acestui criteriu se obține pentru maximumul erorii ($\Delta_{max}$) valoarea minimă posibilă, la un anumit grad al funcției aproximante, iar funcția $f_c(\omega)$ are deviații egale și alternante

față de $f_0(\omega)$ (vezi fig. 1*b*). Spunem că eroarea este uniform distribuită în banda de aproximare. În domeniul frecvență, pentru benzi de transmisie relativ mari, criteriul Cebîșev este considerat criteriul de aproximare optim, întrucît conduce la circuite economice. Aceste considerații ne-au orientat spre o metodă de aproximare în sens Cebîșev.

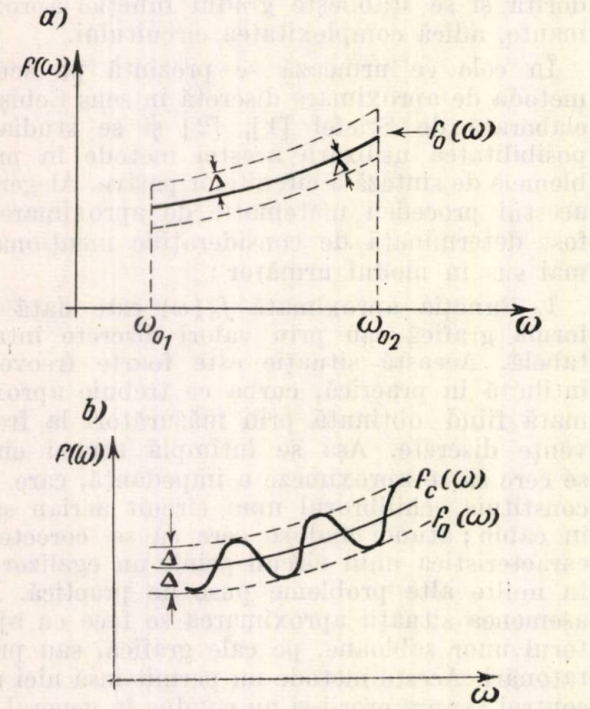



Fig. 1. *Funcția aproximată* $f_0(\omega)$, *toleranța admisibilă* $\Delta$ *a); și aproximarea cu o funcție* $f_c$ $(\omega)$ *în sens Cebîșev b).*

4. Condițiile tehnice suplimentare sînt diferite în fiecare caz concret. De exemplu se poate cere ca funcția $f_c(\omega)$ să reprezinte defazarea unui circuit la care atenuarea să fie constantă sau nulă; se mai poate cere ca acest circuit să fie adaptat la ambele capete ș.a.m.d. Dintre aceste condiții, în etapa de aproximare trebuie avute în vedere cele care restrîng clasa funcției $f_c(\omega)$, conducînd la o anumită formă matematică pentru fracția rațională ce reprezintă funcția aproximantă. Condițiile tehnice ce urmează a fi satisfăcute prin realizarea circuitului în mod concret (adaptarea, simetria circuitului, posibilitățile de absorbție a distorsiunilor ș.a.) nu influențează asupra aproximării.

## II. METODA DE APROXIMARE DISCRETĂ, LINIARĂ, ÎN SENS CEBÎȘEV

### II. 1. Definirea noțiunilor de bază

După Stiefel [1], aproximarea discretă, liniară, în sens Cebîșev poate fi definită în modul următor. Fie un sistem de $n$ ecuații liniare cu $m$ necunoscute ($n > m$):

$$a_{j1}\,x_1 + a_{j2}\,x_2 + \ldots + a_{jm}\,x_m + c_j = 0$$
$$j = 1, 2, \ldots, n \qquad (1)$$

Dacă se dau necunoscutelor valorile $x_{1k}$, $x_{2k}, \ldots, x_{mk}$, arbitrar alese, atunci sistemul (1) devine:

$$a_{j1}\,x_{1k} + a_{j2}\,x_{2k} + \ldots + a_{jm}\,x_{mk} + c_j = h_{jk}$$
$$j = 1, 2, \ldots, n \qquad (2)$$

Valorile $h_{jk}$ se numesc *reziduurile* relative la valorile $x_{1k}$, $x_{2k}, \ldots, x_{mk}$. Problema de aproximare în sens Cebîșev a soluțiilor sistemului (1) constă în determinarea valorilor $x_{10}, x_{20}, \ldots, x_{m0}$ care înlocuite în (1) să conducă la satisfacerea relației:

$$\text{Max}\,|h_{j0}| \text{ să fie minim pentru } j = 1, 2, \ldots, n \qquad (3)$$

Aceasta este o problemă de aproximare discretă întrucît $x_{10}, x_{20}, \ldots, x_{m0}$ minimizează numai reziduurile $h_{j0}$ referitoare la parametrii $a_{ji}$ ai sistemului (1), iar acești parametri $a_{ji}$ sînt niște valori discrete.

În [1] se demonstrează existența și unicitatea soluției în aproximarea discretă, în sens Cebîșev, dacă în sistemul (1) fiecare grup $m$ ecuații admite soluții univoc determinate.

### II.2. Determinarea soluției

Procedeul de aproximare în sens Cebîșev a soluției sistemului (1) a fost elaborat de Stiefel în [1]. Se procedează în felul următor:

— Se aleg la întîmplare $(m + 1)$ din cele $n$ ecuații ale sistemului (1). Acestea formează un sistem de ecuații pe care îl notăm $[E_{\sigma 0}]$ și care se numește *sistem de referință*. Se caută soluția Cebîșev a sistemului $[E_{\sigma 0}]$ care va fi dată de un set de valori $x_{1\sigma}, x_{2\sigma}, \ldots, x_{m\sigma}$ pe care îl notăm cu $[T_{\sigma 0}]$. Valorile $[T_{\sigma 0}]$ înlocuite în $[E_{\sigma 0}]$ trebuie să satisfacă condiția analogă celei exprimată prin relația (3) adică:

$\text{Max}\,|h_{j\sigma}|$ să fie minim pentru cele $(m + 1)$ valori ale lui $j$, (3*a*) corespunzătoare ecuațiilor din $[E_{\sigma 0}]$. (3*a*)

Se demonstrează că această condiție este satisfăcută dacă și numai dacă toate valorile $|h_{j\sigma}|$ sînt egale între ele adică:

$$\text{toți } |h_{j\sigma}| = h_{\sigma 0} \qquad (4)$$

Valoarea $h_{\sigma 0}$ se numește *deviația de referință* pentru sistemul de referință $[E_{\sigma 0}]$. Pentru a calcula valorile $[T_{\sigma 0}]$ și deviația de referință $h_{\sigma 0}$ trebuie rezolvat sistemul de $(m + 1)$ ecuații:

$$a_{j1}\,x_{1\sigma} + a_{j2}\,x_{2\sigma} + \ldots + a_{im}\,x_{m\sigma} + c_j = \pm\,h_{\sigma 0};$$
$$j = 1, 2, \ldots, (m + 1) \qquad (5)$$

cu $(m+1)$ necunoscute. În acest mod problema aproximării în sens Cebîşev a soluţiei sistemului $[E_{\sigma 0}]$ este rezolvată.

— Se calculează reziduurile $h_{j\sigma}$ relative la valorile $[T_{\sigma 0}]$ pentru celelalte $n-(m+1)$ ecuaţii ale sistemului (1) ce nu alcătuiesc $[E_{\sigma 0}]$. Ecuaţia căreia îi corespunde reziduul cel mai mare :

$$\max |h_{j\sigma}| > h_{\sigma 0} \tag{6}$$

substituie în sistemul $[E_{\sigma 0}]$ una din ecuaţii. Se obţine astfel un nou sistem de referinţă $[E_{\sigma 1}]$ cu $(m+1)$ ecuaţii.

— Se repetă procedeul de determinare a soluţiei Cebîşev pentru sistemul $[E_{\sigma 1}]$. Se găseşte un alt sistem de referinţă $[E_{\sigma 2}]$ ş.a.m.d. pînă cînd se găseşte sistemul $[E_0]$ căruia să-i corespundă deviaţia de referinţă $H$ cea mai mare. Reziduurile $h_{j0}$ ale ecuaţiilor ce nu alcătuiesc sistemul $E_0$ sînt toate mai mici decît $H$, iar valorile $[T_0]$ corespunzătoare $(x_{10}, x_{20}, \ldots x_{m0})$ constituie soluţia sistemului (1), care satisface condiţia (3) şi care reprezintă deci şi soluţia problemei de aproximare considerată.

Procedeul de calcul descris mai sus este *procedeul de substituţie al lui Stiefel.*

### II.3. Aproximarea cu un polinom a unor valori date într-o tabelă

Pentru exemplificarea metodei de aproximare discretă în sens Cebîşev să considerăm un caz concret, care apare de multe ori în situaţii practice. Pentru $n$ frecvenţe pe care le vom numi *frecvenţe de bază* :

$$\omega_1 < \omega_2 < \ldots < \omega_n \tag{7}$$

dispunem de valorile unei funcţii :

$$f_j = f(\omega_j) \tag{8}$$

pe care le vom numi *valori de bază.* Aceste valori pot fi obţinute de exemplu, în urma unor măsurători. Ne propunem să găsim polinomul de gradul $(m-1)$ $(m < n)$ ;

$$P_{m-1}(\omega) = \alpha_0 + \alpha_1 \omega + \alpha_2 \omega^2 + \ldots + \alpha_{m-1} \omega^{m-1} \tag{9}$$

care să aproximeze valorile discrete din (8) astfel încît eroarea de aproximare :

$$h_j = P_{m-1}(\omega_j) - f_j \tag{10}$$

să satisfacă condiţia :

$$\text{Max} |h_j| \text{ să fie minim pentru } j = 1, 2, \ldots, n \tag{11}$$

Aceasta este o problemă de aproximare în sens Cebîşev cu un polinom, a unor valori discrete $f_j$. Astfel de probleme intervin de multe ori în sinteza circuitelor, cînd este necesar ca o funcţie dată grafic, sau ridicată experimental să fie aproximată cu un polinom.

Relaţiile (10), (11) pot fi considerate ca un caz particular al relaţiei (2), respectiv (3). În acest caz în locul sistemului (1) vom avea :

$$\alpha_0 + \omega_j \alpha_1 + \omega_j^2 \alpha_2 + \ldots + \omega_j^{m-1} \alpha_{m-1} - f_j = 0$$
$$j = 1, 2, \ldots n \tag{12}$$

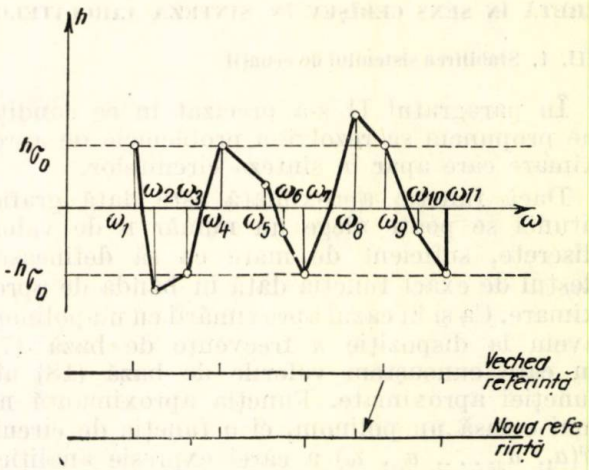



Fig. 2. *Substituţia în aproximarea discretă în sens Cebişev, cu un polinom de gradul* $(m-1)=4$.

Cele $m$ necunoscute ce trebuie determinate sînt $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_{m-1}$, iar coeficienţii sistemului sînt valorile $\omega_j^k$ pentru $k = 0, 1, 2, \ldots$ $\ldots, m-1$. Fiecărei ecuaţii a sistemului (12) îi corespunde una din frecvenţele din (7). Deşi funcţia aproximantă este neliniară problema de aproximare discretă este liniară deoarece în (12) avem un sistem de ecuaţii liniare. Se poate aplica procedeul de calcul descris în II.2.

— Se aleg $(m+1)$ din cele $n$ frecvenţe şi valori de bază corespunzătoare şi se formează un sistem de referinţă $[E_{\sigma 0}]$ :

$$\alpha_0 + \omega_j \alpha_1 + \omega_j^2 \alpha_2 + \ldots + \omega_j^{m-1} \alpha_{m-1} - f_j = \pm h_{\sigma 0}$$
$$j = 1, 2, \ldots, (m+1) \tag{13}$$

Semnele pentru deviaţia de referinţă $h_{\sigma 0}$ se aleg astfel încît pentru două frecvenţe vecine $\omega_j$ şi $\omega_{j+1}$, reziduul să aibă semne diferite.

Se rezolvă acest sistem în raport cu $\alpha_0$, $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_{m-1}$ şi $h_{\sigma 0}$. Se obţin astfel valorile $[T_{\sigma 0}]$ care definesc un polinom $P_{\sigma 0}$ pe care îl numim *polinomul de referinţă.*

— Se calculează reziduurile :

$$h_j = P_{\sigma 0}(\omega_j) - f_j \text{ pentru } j = (m+2), \ldots, n \tag{14}$$

şi se substituie una din ecuaţiile sistemului (13) cu ecuaţia corespunzătoare reziduului maxim. Substituţia se face astfel încît să fie menţinută alternanţa semnelor.

În figura 2 este reprezentată grafic o etapă de substituţie în aproximarea cu un polinom de gradul 4.

După cîteva etape de substituție se ajunge la polinomul de cea mai bună aproximare, $P_{m-1}$. Reziduurile $h_j$ corespunzătoare sînt egale cu $H$ în cele $(m+1)$ frecvențe de bază și mai mici decît $H$ la toate celelalte frecvențe.

## III. UTILIZAREA METODEI DE APROXIMARE DISCRETĂ ÎN SENS CEBÎȘEV ÎN SINTEZA CIRCUITELOR

### III. 1. Stabilirea sistemlui de ecuații

În paragraful II s-a precizat în ce condiții ne propunem să rezolvăm problemele de aproximare care apar în sinteza circuitelor.

Dacă funcția aproximată este dată grafic, atunci se poate alege un număr n de valori discrete, suficient de mare ca să definească destul de exact funcția dată în banda de aproximare. Ca și în cazul aproximării cu un polinom avem la dispoziție $n$ frecvențe de bază (7), în care cunoaștem valorile de bază (18) ale funcției aproximate. Funcția aproximantă nu mai e însă un polinom, ci o funcție de circuit $F(a_1, a_2, \ldots, a_m, \omega)$ a cărei expresie analitică este cunoscută în forma generală. Această funcție depinde de $m$ parametri care determină valorile elementelor de circuit. Cei $m$ parametri constituie necunoscutele în problema de aproximare. Întrucît am ales criteriul de aproximare al lui Cebîșev trebuie ca eroarea de aproximare

$$h_j = F(a_1, a_2, \ldots, a_m, \omega_j) = -f_j \qquad (15)$$

să satisfacă condiția :

$$\text{Max } |h_j| \text{ să fie minim pentru } j = 1, 2, \ldots, n \qquad (16)$$

Formal problema este aceeași ca și în paragraful II. 3. Se poate aplica procedeul de substituție al lui Stiefel. Primul sistem de referință ce trebuie rezolvat va fi :

$$F(a_1, a_2, \ldots, a_m, \omega_j) - f_j = \pm h_{\sigma 0}$$
$$\text{pentru } j = 1, 2, \ldots, (m+1) \qquad (17)$$

frecvențele de bază fiind alese la întîmplare din cele $n$ frecvențe date. Soluția sistemului (17) ne dă prima funcție de referință $F_{\sigma 0}$.

În continuare se procedează prin substituție ca și la aproximarea cu un polinom pînă cînd se găsește funcția de cea mai bună aproximare $F_0$. Deviația de referință $H$ corespunzătoare satisface condiția (16).

### III. 2. Dificultățile ce intervin în aproximare și posibilități de rezolvare a acestora

În aplicarea procedeului de substituție al lui Stiefel la aproximarea cu funcții de circuit intervin următoarele dificultăți :

1. Sistemul de referință (17) este neliniar, întrucît, așa cum am arătat în paragraful II, $F(a_1, a_2, \ldots a_m, \omega)$ este o funcție neliniară de parametri circuitului. Rezolvarea unui sistem de $(m+1)$ ecuații neliniare este o problemă matematică dificilă.

2. Trebuie asigurată realizabilitatea fizică a funcției $F(a_1, a_2, \ldots, a_m, \omega)$. Sistemul de ecuații de referință fiind neliniar, va admite mai multe soluții. Dintre acestea pot fi acceptate numai cele fizic realizabile.

3. Complexitatea funcției $F$ nu este dată, adică numărul de parametri $m$, ce definesc funcția nu este determinat. Dacă acesta este impus de anumite condiții practice, această dificultate dispare. De obicei însă $m$ nu este prescris. În problemele practice se impune eroarea maximă admisibilă și se cere ca aceasta să fie obținută cu un circuit economic deci cu $m$ cît mai mic. Legătura între numărul de parametri $m$ și eroare depinde de forma funcțiilor $f(\omega)$ și $F(\omega)$ și nu poate fi stabilită în cazul general.

4. Dacă $n \gg m$, numărul de etape de substituție va fi mare și volumul de calcule va crește în mod corespunzător.

În lucrarea sa [2], referindu-se la aplicarea metodei de aproximare discretă în sens Cebîșev la funcții neliniare, Stiefel indică metoda de iterație pentru rezolvarea sistemului de ecuații de referință. Această indicație ne sugerează utilizarea unei soluții aproximative pentru depășirea dificultăților enumerate mai sus. Așa cum se va arăta la paragraful $V$, în multe cazuri întîlnite în practică soluția aproximativă poate fi obținută în mod simplu. Alegerea unei soluții aproximative $F_a(\omega)$ face posibilă depășirea dificultăților enumerate mai sus în modul următor :

1. Sistemul neliniar poate fi liniarizat și rezolvat prin metoda de iterație. Într-adevăr fie soluția aproximativă

$$F(a_{10}, a_{20}, \ldots, a_{m0}, \omega) = F_a(\omega) \qquad (18)$$

Această soluție deviază față de valorile de bază $f_j$ astfel că :

$$F_a(\omega_j) - f_j = \Delta(\omega_j) \text{ pentru } j = 1, 2, \ldots, n \qquad (19)$$

unde eroarea $\Delta(\omega_j)$ ia valori diferite la frecvențele de bază $\omega_j$. Se pot calcula erorile $\Delta(\omega_j)$ pentru cele $(m+1)$ frecvențe ale sistemului de referință (17). Pentru ca ecuațiile (17) să fie satisfăcute este necesar ca soluția aproximativă să fie modificată astfel încît să avem :

$$F_a(\omega) + \Delta F_a(\omega) = F(\omega) \qquad (20)$$

În acest caz, ținînd seama de relațiile (19) și (20) sistemul de referință (17) devine :

$$\Delta F_a(\omega_j) + \Delta(\omega_j) = \pm h_{\sigma 0}$$
$$\text{pentru } j = 1, 2, \ldots, (m+1) \qquad (21)$$

Modificarea $\Delta F_a(\omega)$ a funcției $F_a(\omega)$ poate fi calculată, dacă parametri $a_{10}, a_{20}, \ldots, a_{m0}$ sînt

modificați cu deviații finite dar mici astfel :

$$a_{k0} + \Delta a_{k0} = a_{k1} \text{ pentru } k = 1, 2, \ldots, m \quad (22)$$

În acest caz $\Delta F_a$ poate fi calculat din relația :

$$\Delta F_a = \sum_{k=1}^{m} \frac{\partial F_a}{\partial a_{k0}} \Delta a_{k0} \quad (23)$$

iar sistemul de referință (21) devine :

$$\sum_{k=1}^{m} \left.\frac{\partial F_a}{\partial a_{k0}}\right|_{\omega=\omega_j} \Delta a_{k0} + \Delta(\omega_j) = \pm h_{\sigma 0}$$

$$\text{pentru } j = 1, 2, \ldots, (m+1) \quad (24)$$

În locul sistemului de ecuații (17) care era neliniar am obținut sistemul (24) care este liniar. Rezolvînd sistemul (24) găsim necunoscutele $h_{\sigma 0}$ și $\Delta a_{k0}$ (pentru $k = 1, 2, \ldots, m$) care ne conduc la soluția îmbunătățită :

$$F(a_1 \cdot a_2, \ldots, a_{m1}, \omega) = F_1(\omega) \quad (25)$$

în care parametri $a_{k1}$ au fost determinați conform relației (22).

Calculele se repetă în cîteva cicluri iterative pînă cînd soluția aproximativă satisface suficient de exact sistemul de ecuații (17). În continuare, poate fi aplicat procedeul de substituție al lui Stiefel.

2. Trebuie asigurată realizabilitatea fizică a soluției aproximative. Dacă aceasta este fizic realizabilă și destul de bine aleasă, atunci deplasările $\Delta a_k$ fiind mici și soluția finală va fi fizic realizabilă.

3. Gradul $m$ al funcției aproximante se precizează prin alegerea soluției aproximative.

4. Numărul de etape de substituție poate fi redus considerabil dacă se găsește o posibilitate de a controla maximele și minimele soluției aproximative. Alegînd frecvențele de maximum și minimum ca frecvențe de bază pentru primul sistem de referință ne situăm de la început foarte aproape de soluția finală.

### III. 3. Stabilirea etapelor de calcul

Ca puncte de plecare în aplicarea metodei de aproximare trebuie să avem la dispoziție :

— curba grafică ce trebuie aproximată,

— limitele domeniului de aproximare ($\omega_{01}$ și $\omega_{02}$),

— toleranța admisibilă a parametrului cerut.

Din cele arătate mai sus rezultă că în orice problemă de aproximare în sens Cebîșev, a unei curbe dată grafic sau prin valori într-o tabelă, trebuie parcurse următoarele etape :

1. *Stabilirea expresiei analitice a funcției aproximante.*

În această etapă este necesar să se formuleze expresia analitică a funcției aproximante [$Z(\omega)$, $a(\omega)$ sau $b(\omega)$], ținînd seama de condițiile de realizabilitate fizică. În această formulare se va ține seama dacă nu există cerințe suplimentare care să limiteze sfera funcțiilor aproximante. De exemplu se poate cere ca $Z(\omega)$ să fie o funcție de minimă reactanță, o reactanță pură ș.a.m.d.

2. *Alegerea soluției aproximative.* Soluția aproximativă se alege în concordanță cu particularitățile problemei puse.

— dacă funcția aproximantă poate fi descompusă într-o sumă de funcții elementare ce pot fi reprezentate grafic sub formă de șabloane, atunci se poate utiliza un procedeu grafic : cu ajutorul șabloanelor se încearcă o aproximare a curbei date.

— dacă funcția aproximată (dată grafic) are o alură caracteristică (crește cu frecvența, este liniară, are formă de clopot etc.) se poate încerca determinarea unei soluții aproximative printr-o metodă analitică studiind proprietățile analitice ale funcției aproximante.

Soluția aproximativă trebuie să fie fizic realizabilă și să permită pe cale analitică sau grafică controlul erorii de aproximare care nu va depăși toleranța admisibilă prescrisă. Subliniem că de calitatea soluției aproximative depinde volumul de calcule necesare și calitatea soluției finale.

3. *Stabilirea ecuațiilor sistemului de referință*

Cunoscînd soluția aproximativă și curba grafică dată se trasează curba erorii în banda de aproximare. Din acestă curbă se aleg $(m+1)$ frecvențe de bază. Dacă eroarea are valori maxime și minime atunci printre frecvențele de bază trebuie să fie alese și frecvențele de maximum și minimum pentru a reduce numărul etapelor de substituție. Se poate scrie acum sistemul de ecuații (17) ce trebuie rezolvat.

4. *Rezolvarea sistemului de ecuații de referință*

Cunoscînd soluția aproximativă sistemul de ecuații se rezolvă prin metoda iterației, pornind de la sistemul de ecuații liniarizat (24). Se obțin astfel cei $m$ parametri și valoarea $h_\sigma$ a erorii, pentru sistemul de referință considerat. Trebuie ca $h_\sigma$ să fie mai mic decît toleranța maximă admisă. Dacă $h_\sigma$ depășește toleranța maximă admisibilă, soluția aproximativă nu a fost corect aleasă. În acest caz se alege o altă soluție aproximativă (mărind numărul de parametri $m$) și se repetă punctele 2, 3 și 4.

5. *Aplicarea procedeului de substituție.* După rezolvarea primului sistem de referință se reprezintă din nou curba erorii comparîndu-se valorile maxime și minime ale acestei curbe cu valoarea $h_\sigma$. Dacă acestea sînt mai mari în valoare absolută decît $h_\sigma$ se aplică procedeul de substituție. Se repetă punctul 4. Substituția continuă pînă cînd se obține deviația de referință $H$ care trebuie să fie mai mică dar foarte apropiată de toleranța maximă prescrisă. Soluțiile ultimului sistem de referință determină funcția aproximantă căutată de la care putem trece la circuitul fizic.

## IV. APLICAREA METODEI ÎN CÎTEVA SITUAȚII PRACTICE

### IV. 1. Aproximarea părții reale a unei funcții de impedanță

Această problemă apare în practică atunci cînd se cere să se proiecteze corectoare de impedanță sau echilibroare. Presupunem că ni se dă curba grafică pentru partea reală a impedanței de aproximat $R(\omega)$, în banda frecvențelor utile $\omega_{01} \div \omega_{02}$ și toleranța admisibilă $\Delta R$. Se caută impendanța de reactanță minimă $Z(j\omega)$ care să aproximeze curba dată prin $Re\{Z(j\omega)\}$.

Din sinteza circuitelor se știe că funcția $Z(j\omega)$ poate fi exprimată analitic astfel :*

$$Z(j\omega) = R + \sum_{\mu=1}^{\mu=g} \frac{a_\mu}{j\omega + \sigma_\mu} + \sum_{\nu=1}^{\nu=i} \left[ \frac{k_\nu}{j\omega - s_\nu} + \frac{k_\nu^*}{j\omega - s_\nu^*} \right] \tag{26}$$

unde :

$R$ este o constantă reală și pozitivă ;

$a_\mu$ este un număr real ;

$\sigma_\mu$ este real și pozitiv și caracterizează poziția polilor reali ai funcției de impedanță în planul frecvenței complexe $s$ ;

$s_\nu = -\sigma_\nu + j\omega_\nu$ și $s_\nu^* = -\sigma_\nu - j\omega_\nu$ ($\sigma_\nu$ și $\omega_\nu$ reali iș pozitivi) caracterizează poziția polilor complex conjugați ai funcției de impedanță în planul $s$ ;

$k_\nu = a_\nu + jb_\nu$ și $k_\nu^* = a_\nu - jb_\nu$ ($a_\nu$ real și pozitiv, $b_\nu$ real)

$R$ $a_\mu$, $\sigma_\mu$, $\sigma_\nu$, $\omega_\nu$, $a_\nu$ și $b_\nu$ sînt parametri ce definesc funcția (26). Numărul lor este dat de relația :

$$m = 2g + 4i + 1 \tag{27}$$

Pentru rezolvarea problemei de aproximare trebuie parcurse etapele stabilite la punctul III. 3 :

1. Expresia analitică a funcției aproximante poate fi dedusă din (26) :

$$Re\{Z(j\omega)\} = R + \sum_{\mu=1}^{\mu=g} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\sigma_\mu}\right)^2} + \sum_{\nu=1}^{\nu=i} \left[ \frac{2a_\nu}{\sigma_\nu} \frac{\left(1 - \frac{b_\nu}{a_\nu}\frac{\omega_\nu}{\sigma_\nu}\right)\left(1 + \frac{\omega_\nu^2}{\sigma_\nu^2} - \frac{\omega^2}{\sigma_\nu^2}\right) + \frac{2\omega^2}{\sigma_\nu^2}}{\left(1 + \frac{\omega_\nu^2}{\sigma_\nu^2} - \frac{\omega^2}{\sigma_\nu^2}\right)^2 + \frac{4\omega^2}{\sigma_\nu^2}} \right] \tag{28}$$

iar necunoscutele ce o definesc sînt cei $m$ parametri menționați mai sus.

2. Soluția aproximativă poate fi aleasă folosind metoda grafică indicată în [3] care se bazează pe următoarele considerații :

* Menționăm că expresia (26) este forma cea mai generală a funcției de impedanță de reactanță minimă, fără poli multipli.

Funcția (28) este o sumă de funcții elementare de trei tipuri, concretizate prin cei trei termeni ai expresiei (28). Primul este o constantă iar celelalte depind de frecvență și de parametri circuitului. În [3] se arată că al doilea termen poate fi normat în raport cu frecvența și cu $a_\mu$ și reprezentat sub forma unei curbe universale. Normînd al treilea termen în mod analog se obțin două familii de curbe universale. Utilizînd curbele universale și ținînd seama de forma curbei date se poate aproxima, pe cale grafică, funcția dată. Se va ține seama că eroarea de aproximare trebuie să fie mai mică decît toleranța dată. Cunoscînd soluția aproximativă, numărul $m$ de parametri inițiali este determinat și se poate trece în continuare la etapele 3, 4 și 5 ale aproximării.

### IV. 2. Aproximarea unei curbe date pentru timpul de propagare de grup

În comunicațiile prin impulsuri este necesar ca, pentru eliminarea distorsiunilor de fază, să fie corectată curba timpului de propagare de grup a liniei $t_L(\omega)$.

În acest scop trebuie introduse în lanțul de transmisiuni, egalizoare ale timpului de propagare de grup, avînd timpul de propagare de grup $t_E(\omega)$ astfel încît :

$$t_L(\omega) + t_E(\omega) = \tau_0 = \text{const.} \tag{29}$$

așa cum se arată în figura 3. Pe lîngă cerința cu privire la $t_E(\omega)$, cuadripolul egalizor de timp de propagare de grup nu trebuie să introducă distorsiuni de atenuare, deci se cere ca $a(\omega) =$ $=$ const. Problema se poate rezolva cu ajutorul filtrelor trece-tot la care $a(\omega) \equiv 0$ în tot domeniul frecvențelor reale. Se cere ca timpul de propagare de grup al circuitului trece-tot,

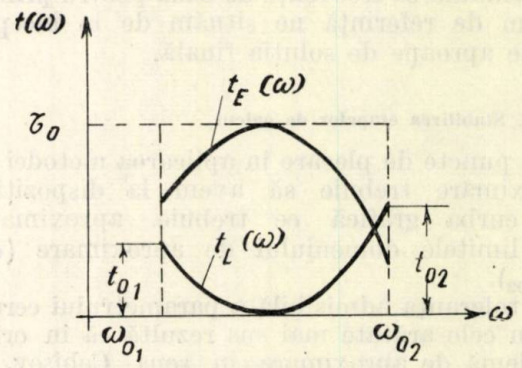



Fig. 3. *Curbele timpului de propagare de grup pentru linie $t_L(\omega)$ și circuitul egalizor $t_E(\omega)$.*

$\tau(\omega)$, să aproximeze suficient de bine funcția $t_E(\omega)$ dată prin relația (29). Fie eroarea admisibilă $\Delta\tau$. În rezolvarea problemei vom urma etapele indicate la punctul III.3.

1. Funcția aproximantă este funcția timpului de propagare de grup $\tau(\omega)$ a unui circuit trece-tot. Deoarece $t_L(\omega)$ aparține unui sistem selectiv

de tipul trece bandă vom utiliza pentru egalizare circuite trece-tot de ordinul II. Funcţia $\tau(\omega)$ corespunzătoare unui lanţ de $N$ celule trece-tot de ordinul II este cunoscută [4] şi poate fi exprimată prin relaţia :

$$\tau(\omega) = \sum_{\nu=1}^{N} \left[ \frac{2\sigma_\nu}{\sigma_\nu^2 + (\omega - \omega_\nu)^2} + \frac{2\sigma_\nu}{\sigma_\nu^2 + (\omega + \omega_\nu)^2} \right] \quad (30)$$

unde $\sigma_\nu$ şi $\omega_\nu$ sînt parametri reali şi pozitivi, ce caracterizează poziţia polilor funcţiei de transfer trece-tot în planul frecvenţelor complexe. Numărul de parametri ce definesc funcţia $\tau(\omega)$ este :

$$m = 2N \quad (31)$$

iar $\sigma_\nu$ şi $\omega_\nu$ sînt necunoscutele problemei de aproximare.

2. Soluţia aproximativă poate fi aleasă şi în acest caz printr-o metodă grafică, întrucît şi în acest caz termenii din (30) pot fi normalizaţi şi reprezentaţi sub forma unor curbe universale [5].

Pentru situaţiile în care curba $t_L(\omega)$ are alura din figura 3 (şi acesta este cazul cel mai frecvent în practică), se poate alege ca soluţie aproximativă circuitul trece-tot, avînd polii şi zerourile dispuşi în planul frecvenţei complexe $s$ ca în figura 4. În [4] se arată că un asemenea circuit posedă o caracteristică $\tau(\omega)$ ca cea din figura 5, avînd următoarele proprietăţi :

a) În centrul domeniului frecvenţelor utile, $\tau(\omega)$ aproximează un timp de propagare de grup constant $\tau_0$, dat de relaţia :

$$\tau_0 = \frac{2\pi}{\Delta\omega} \quad (32)$$

în care $\Delta\omega$ este intervalul între două zerouri măsurat pe axa imaginară a planului $s$ (vezi fig. 4);

b) În centrul benzii frevenţelor utile $\tau(\omega)$ deviază faţă de valoarea $\tau_0$ cu deviaţii mici $\pm \Delta\tau$ alternante ca semn. Deviaţia $\Delta\tau$ este dată de relaţia :

$$\Delta\tau = 2\ \tau_0\ e^{-\frac{2\pi\sigma}{\Delta\omega}} \quad (33)$$

unde $\sigma$ este distanţa de la axa imaginară pînă la axa pe care sînt plasaţi polii şi zerourile în planul $s$ (vezi fig. 4);

c) În centrul benzii frecvenţelor utile $\tau(\omega)$ ia valorile maxime $\tau_0 + \Delta\tau$ la frecvenţele $\omega = \omega_{01} + (2\nu - 1)\frac{\Delta\omega}{2}$ (la poli) şi valorile minime $\tau_0 - \Delta\tau$ la frecvenţele $\omega = \omega_{01} + \nu\Delta\omega$ (între poli);

d) La capetele domeniului frecvenţelor utile timpul de propagare de grup poate fi calculat din relaţia :

$$\tau(\omega_{01}) = \tau(\omega_{02}) = \frac{\tau_0}{2} \quad (34)$$

Proprietăţile enumerate mai sus au fost deduse în ipoteza că :

$$\omega_{02} - \omega_{01} \geqslant \Delta\omega, \quad (35)$$

condiţie care este satisfăcută în practică pentru sisteme selective, la care banda de transmisie nu este îngustă.

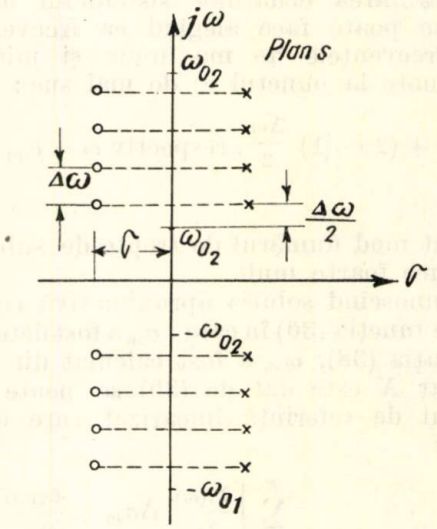



Fig. 4. *Dispoziţia polilor şi zerourilor în planul s, pentru circuitul trece-tot ce constituie soluţia aproximativă.*

În [6] se studiază posibilitatea utilizării acestui circuit trece-tot ca soluţie aproximativă pentru egalizarea curbei $t_L(\omega)$. Dacă se pune condiţia ca :

$$\tau_0 = t_{01} + t_{02} \quad (36)$$

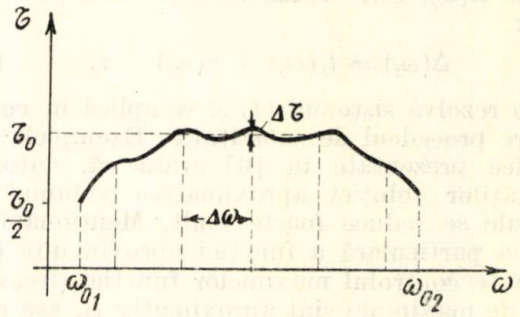



Fig. 5 *Curba de variaţie $\tau(\omega)$ pentru soluţia aproximativă*

(vezi fig. 3 şi 5), atunci pe baza proprietăţilor enunţate se pot deduce imediat relaţiile de calcul :

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{\tau_0} \text{ şi } \omega_\nu = \omega_{01} + (2\nu - 1)\frac{\Delta\omega}{2} \quad (37)$$

$$\sigma_\nu = \frac{1}{\tau_0} \ln \frac{2\tau_0}{\Delta\tau} \text{ pentru orice } 1 < \nu < N \quad (38)$$

Numărul de celule elementare $N$ va fi dat de :

$$N = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{\Delta\omega} \tag{39}$$

Formulele (36—39) determină complet soluția aproximativă pe baza datelor cunoscute din graficul $t_L(\omega)$ : $t_{01}$, $t_{02}$, $\omega_{02}$, $\omega_{01}$ și a distorsiunii $\Delta\tau$ impusă de cerințele practice.

3. Stabilirea ecuațiilor sistemului de referință se poate face alegînd ca frecvențe de bază frecvențele de maximum și minimum, menționate la punctul c) de mai sus :

$$\omega = \omega_{01} + (2\nu - 1)\frac{\Delta\omega}{2}, \text{ respectiv } \omega = \omega_{01} + \nu\Delta\omega \tag{40}$$

În acest mod numărul de trepte de substituție se reduce foarte mult.

4. Cunoscînd soluția aproximativă care este dată de funcția (30) în care : $\sigma_{\nu 0}$ a fost determinat din relația (38), $\omega_{\nu 0}$ a fost calculat din relația (37), iar $N$ este dat de (39), se poate stabili sistemul de referință linearizat care este de forma :

$$\left.\begin{aligned}
&\sum_{\nu=1}^{N}\left[\frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\sigma_\nu}\Delta\sigma_{\nu 0} + \frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\omega_\nu}\Delta\omega_{\nu 0}\right]_{\omega=\omega_{01}} + \Delta(\omega_{01}) = h\\
&\sum_{\nu=1}^{N}\left[\frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\sigma_\nu}\Delta\sigma_{\nu 0} + \frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\omega_\nu}\Delta\omega_{\nu 0}\right]_{\omega=\omega_{01}+\frac{\Delta\omega}{2}} + \Delta\left(\omega_{01}+\frac{\Delta\omega}{2}\right) = h\\
&\qquad\vdots\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\vdots\qquad\qquad\vdots\\
&\sum_{\nu=1}^{N}\left[\frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\sigma_\nu}\Delta\sigma_{\nu 0} + \frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\omega_\nu}\Delta\omega_{\nu 0}\right]_{\omega=\omega_{02}-\frac{\Delta\omega}{2}} + \Delta\left(\omega_{02}-\frac{\Delta\omega}{2}\right) = h\\
&\sum_{\nu=1}^{N}\left[\frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\sigma_\nu}\Delta\sigma_{\nu 0} + \frac{\partial\tau(\omega)}{\partial\omega_\nu}\Delta\omega_{\nu 0}\right]_{\omega=\omega_{02}} + \Delta(\omega_{02}) = -h
\end{aligned}\right\} \tag{41}$$

unde $\Delta(\omega_j)$ este dedus conform ecuației (19) din :

$$\Delta(\omega_j) = t_L(\omega_j) + \tau(\omega_j) - \tau_0 \tag{42}$$

Se rezolvă sistemul (4) și se aplică în continuare procedeul de substituție. Exemplele numerice prezentate în [6] arată că, datorită calităților soluției aproximative volumul de calcule se reduce foarte mult. Menționăm că forma particulară a funcției aproximante (30) permite controlul maximelor funcției (frecvențele de maximum sînt aproximativ $\omega_\nu$ așa cum se arată în [4]). Deviația maximă $\Delta\tau$ fiind obținută pentru frecvențele $\omega_\nu$, sîntem siguri că nu vom avea erori mai mari decît $\Delta\tau$ la alte frecvențe ale domeniului util. În acest mod aproximarea discretă devine o aproximare continuă.

## V. CONCLUZII

Din cele arătate, se vede că metoda de aproximare discretă în sens Cebîșev poate fi folosită în aproximarea unor curbe date grafic, cu funcții de circuit fizic realizabile. Avantajele acestei metode sînt legate în primul rînd de economicitatea circuitului și de posibilitatea de a controla eroarea la alegerea soluției aproximative. Menționăm că acest control este mai puțin riguros în cazul alegerii soluției aproximative pe cale grafică (așa cum s-a propus la punctul IV.1). În cazul alegerii soluției aproximative prin calcul analitic (ca la punctul IV.2) eroarea este cu siguranță cea prescrisă, pentru centrul domeniului de frecvențe utile. Inconvenientele metodei sînt legate de necesitatea de a elabora o soluție aproximativă diferită, pentru fiecare tip de funcție aproximantă. O dată găsită, aceasta poate fi aplicată în toate situațiile de același tip, așa cum este cazul exemplelor practice de la punctul IV. Un alt inconvenient este legat de volumul mare de calcule ce trebuie efectuate în etapele de substituție. Acesta poate fi considerabil redus dacă se alege convenabil primul sistem de referință [6]. În cazul utilizării mașinilor electronice de calcul, dezavantajul legat de volumul mare de calcule devine neînsemnat, întrucît întreg ciclul de operațiuni stabilit la punctul III se pretează foarte bine la programare.

## BIBLIOGRAFIE


[1] STIEFEL, E. ; *Über diskrete und lineare Tschebyscheff Approximationen*, *Numerische Mathematik*, 1, (1959).

[2] STIEFEL, E. ; *Einführung in die Numerische Mathematik* B. G. Teubner Verlagselbschaft, Stuttgart, (1963).

[3] UIDILĂ, I. ; *Aproximarea funcției impedanță, (admitanță) la intrare, pentru minimumul mediei pătratice a abaterilor, față de valorile date, într-o anumită bandă de frecvență*, Telecomunicații, 1, (1963).

[4] GUILLEMIN, E. A. ; *Synthesis of Passive Networks*, John Wiley and Sons, I nc., New-York, 1957.

[5] MARTIN, H. ; *Cellules passe-tout corectrices de phase. Calcul d'un égaliseur de temps de propagation pour transmission de télévision*, Câbles et Transmission, 10 (1956).

[6] MATEESCU, Ad. ; *Aproximarea curbei de egalizare a timpului de propagare de grup, cu funcții fizic realizabile*, Teză de dizertație, I. P. Gh. Gheorghiu-Dej, București 1965.

Ing. EDUARD COSTINER

# Liniarizarea amplificatoarelor de putere tranzistorizate

## 1. Introducere

Amplificatoarele de putere tranzistorizate pot fi realizate fie cu tranzistoare care au factorul de amplificare al curentului constant în funcţie de curentul de colector (tranzistoarele *pnp* cu aluminiu ca de exemplu AC 117 Telefunken), fie cu tranzistoare ce au factorul de amplificare a curentului variabil în funcţie de curentul de colector (tranzistoarele *pnp* cu Indiu ca de exemplu SFT 321, CSF). Atît unele cît şi celelalte au de asemenea o pronunţată neliniaritate a admitanţei de transfer.

Aceste neliniarităţi fac, ca în cazul excitării cu un generator ce are rezistenţa internă de o valoare arbitrară, să apară o distorsionare a semnalului amplificat.

Distorsionarea poate fi evitată prin realizarea rezistenţei interne a generatorului de excitaţie egală cu rezistenţa de liniarizare, valoare determinată din condiţia obţinerii unui anumit coeficient de distorsiuni.

Valoarea rezistenţei de liniarizare este de ordinul 1—10 kΩ pentru tranzistoarele cu Aluminiu şi pînă la 1 kΩ la tranzistoarele cu Indiu.

În lucrarea de faţă se propune o metodă analitică pentru determinarea valorii rezistenţei de liniarizare şi se analizează metodele de proiectare ale generatorului de excitaţie — etajul defazor — în scopul realizării ei.

De asemenea, în lucrare se propune proiectarea pentru schemele de cuplaj prin transformator, acestea fiind cele mai răspîndite în prezent, proiectarea montajelor cu cuplaj direct putîndu-se face la fel impunînd însă ca raportul de transformare să fie egal cu 1.

## 2. Analiza rezultatelor prezentate în literatura de specialitate

Literatura publicată [1, 2, 3, 4, 5] prezintă metode pentru determinarea prin tatonări a valorii rezistenţei de liniarizare, nepunînd în evidenţă modul de variaţie al ei în funcţie de valoarea coeficientului de distorsiuni neliniare admis.

Aceasta prezintă importanţă datorită faptului că valoarea rezistenţei de liniarizare poate rezulta nulă, ceea ce nu s-ar putea realiza sau de valori foarte mici necesitînd mărirea neconvenabilă a puterii consumate.

În aceste condiţii este preferabil să se admită o creştere anumită a coeficientului de distorsiuni neliniare, care să nu afecteze performanţele generale ale amplificatorului şi să se obţină în schimb un randament mai bun.

De asemenea nu se arată în nici una din aceste lucrări modalitatea realizării acestei rezistenţe, fără de care coeficientul de distorsiuni neliniare obţinut la curentul de colector maxim este de circa 9% în loc de circa 3% sau mai mic cînd se excită cu un generator care are rezistenţa internă egală cu rezistenţa de liniarizare.

## 3. Determinarea valorii rezistenţei de liniarizare

Se consideră circuitul echivalent de excitaţie din figura 1, unde se defineşte rezistenţa dipo-

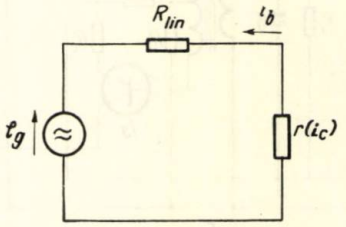



Fig. 1. *Circuitul echivalent de excitare al tranzistoarelor finale.*

lului echivalent schemei din figura 2 între bază şi masă

$$r(i_c) = \frac{u_{be}(i_c) + R_e \cdot i_e(i_c)}{i_b(i_c)} \quad (1)$$

Din circuitul echivalent rezultă că

$$e_g = (R_{lin} + r)\, i_b \quad (2)$$

şi făcînd analiza pulsului de curent cu unghiuri de test de 45°, coeficientul de distorsiuni neliniare pentru etajele ce lucrează în contratimp rezultă

$$\delta = \pm \frac{I_{c\,max} - \sqrt{2}\, I_{c\,45°}}{I_{c\,max} + \sqrt{2}\, I_{c\,45°}} \quad (3)$$

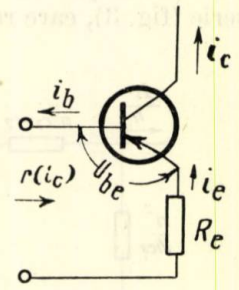



Fig. 2. *Circuitul de intrare al unui tranzistor.*

unde $I_{c\,max}$ este amplitudinea curentului de colector al etajului final pentru $e_{g\,max}$, iar $I_{c\,45°}$ pentru $\frac{e_{g\,max}}{\sqrt{2}}$.

Valoarea $I_{c\,max}$ fiind impusă din condiţia obţinerii puterii utile, rezultă că pentru a avea un coeficient de distorsiuni de neliniaritate

mai mic decît $\delta_0$ valoarea $I_{c\,45°}$ trebuie să fie cuprinsă între limitele de mai jos :

$$\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{1-\delta_0}{1+\delta_0} I_{c\,max} \leqslant I_{c\,45°} \leqslant \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{1+\delta_0}{1-\delta_0} I_{c\,max} \qquad (4)$$

Corespunzător valorilor $I_{c\,45°}$ limită, rezultă din caracteristicile de transfer valorile

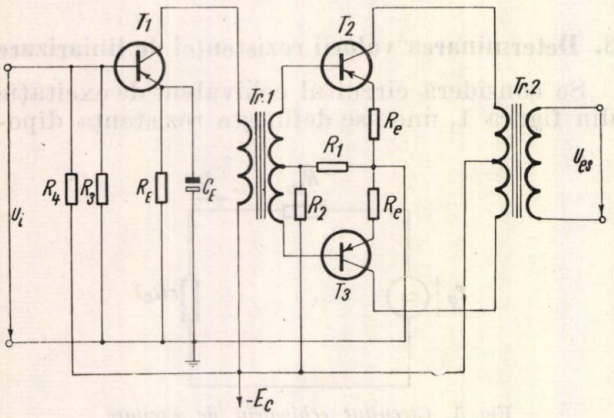



Fig. 3. *Schema etajului defazor cu cuplaj prin transformator şi polarizare serie.*

limită ale tensiunilor şi curenţilor de excitaţie, notate prin $U_{be\,45°}$ şi $I_{b\,45°}$. Valoarea rezistenţei de liniarizare se determină din relaţia

$$R_{lin} = \frac{\sqrt{2}\,U_{be\,45°} - U_{be\,max} + R_e(\sqrt{2}\,I_{e\,45°} - I_{e\,max})}{I_{b\,max} - \sqrt{2}\,I_{b\,45°}} \qquad (5)$$

În mod similar se poate obţine pentru alte scheme sau unghiuri de test, valoarea necesară a rezistenţei de liniarizare dacă coeficientul de distorsiuni neliniare este impus.

## 4. Montaje fără reacţie pentru realizarea rezistenţei de liniarizare

Majoritatea aparatelor cu tranzistoare folosesc montajul cu emitor comun şi polarizare serie (fig. 3), care realizează o amplificare mare.

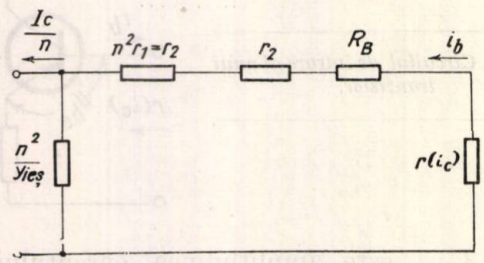



Fig. 4. *Circuitul echivalent în curent alternativ al schemei din figura 3.*

Acest montaj avînd o impedanţă de ieşire mare, asigură excitarea în curent constant, fiind indicat la tranzistoarele cu factorul de amplificare al curentului constant.

Proiectarea acestui montaj are la bază circuitul echivalent din figura 4, din care rezultă următoarele condiţii :

a) realizarea rezistenţei generatorului echivalent egală cu rezistenţa de liniarizare ($R_{lin}$) rezultată din relaţia (5).

$$R_{lin} = \frac{n^2}{Y_{ieş\,T}} + R_B + 2\,r_2 \qquad (6)$$

în care

$$n = \frac{n_2}{n_1} \qquad (7)$$

este raportul de transformare pentru o jumătate din înfăşurarea secundară, iar

$$Y_{ieş\,T} = h_{22e} - \frac{h_{12e}\,h_{21e}}{Z_g + h_{11e}} \cong h_{22e} \qquad (8)$$

este admitanţa de ieşire a tranzistorului defazor în funcţie de parametrii hibrizi ($h_{ij}$).

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \qquad (9)$$

este rezistenţa echivalentă grupului de polarizare.

În relaţia (6) $r_2$ este rezistenţa unei jumătăţi a înfăşurării secundare a transformatorului defazor.

b) asigurarea puterii necesare pentru excitaţie, adică

$$P_{ex} = \frac{1}{2}[r(I_{c\,max}) + R_B]\,I^2_{b\,max} = \frac{1}{2}\eta\,U_{c\,max}(I_C - I_{C\,min}) \qquad (10)$$

în care :

$I_{b\,max}$ este amplitudinea curentului de bază, necesară etajului final pentru a debita puterea nominală,

$I_C$ — valoarea intensităţii curentului de colector a tranzistorului folosit în etajul defazor,

$I_{C\,min}$ — este valoarea minimă admisibilă a curentului de colector a tranzistorului folosit în etajul defazor, determinată din condiţia ca semnalul să nu intre în regiunea neliniară a caracteristicii de transfer,

$\eta$ — randamentul transformatorului defazor,

$U_{c\,max}$ — amplitudinea tensiunii între colectorul şi emitorul etajului defazor.

Amplitudinea tensiunii de colector rezultă din condiţia de a fi mai mică decît tensiunea continuă între colector şi emitor cu valoarea

tensiunii de cot ($U_{c\,min}$) a tranzistorului defazor, astfel ca să nu apară limitarea pulsului de tensiune, adică

$$U_{c\,max} = E_B - U_E - fr\,I_C - U_{c\,min} \quad (11)$$

unde

$E_B$ este tensiunea bateriei şi $U_E$ — tensiunea de polarizare a emitorului.

În continuare se va nota

$$E'_B = E_B - U_E - U_{c\,min} \quad (12)$$

care este o valoare ce nu depinde de regimul ales, ştiind că în genere $U_E$ se alege 5—25% din tensiunea bateriei de alimentare.

c) optimizarea transformatorului defazor astfel ca să asigure randamentul impus cu cantitatea minimă de cupru consumată, adică

$$r_1 = \frac{1-\eta}{2} R_S \quad (13)$$

în care

$R_S$ este rezistenţa de sarcină în colectorul tranzistorului defazor de valoare

$$R_S = \frac{U_{c\,max}}{I_C - I_{c\,min}} \quad (14)$$

şi

$$r_2 = n^2 \cdot r_1 \quad (15)$$

d) Legea circuitului magnetic

$$n = \frac{I_C - I_{C\,min}}{I_{b\,max}} \quad (16)$$

Folosind şi relaţia grafică $Y_{ieş\,T} = f(I_C)$ (fig. 5) pentru tranzistorul defazor dată în catalog, se obţine valoarea intensităţii curentului de colector pentru tranzistorul defazor la intersecţia ei cu curba

$$Y_{ieş\,T} = \frac{1}{(R_{lin} + r)\left(\frac{I_{b\,max}}{I_C - I_{C\,min}}\right)^2 - \frac{2\,E'_B}{(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{C\,min}}} \quad (17)$$

ridicată pe acelaşi grafic ca $f_2(I_C)$.

Expresia (17) a rezultat în urma înlocuirii relaţiilor (7—16) în relaţia (6).

De asemenea tot din aceste relaţii se obţine :

$$r_1 = \frac{(1-\eta)\,E'_B}{(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{C\,min}} \quad (18)$$

$$R_B = \frac{2\,\eta\,n^2\,E'_B}{(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{C\,min}} - r\,(I_{c\,max}) \quad (19)$$

raportul de transformare şi rezistenţa secundarului rezultînd din relaţiile (15) şi (16).

Dacă totuşi montajul din figura 3 necesită curenţii prea mari ai defazorului ce nu se pot admite fie datorită distrugerii tranzistorului, fie datorită micşorării randamentului, este posibilă uneori utilizarea unor montaje cu polarizarea derivaţie, ca cele din figurile 6*a* şi 6*b*.

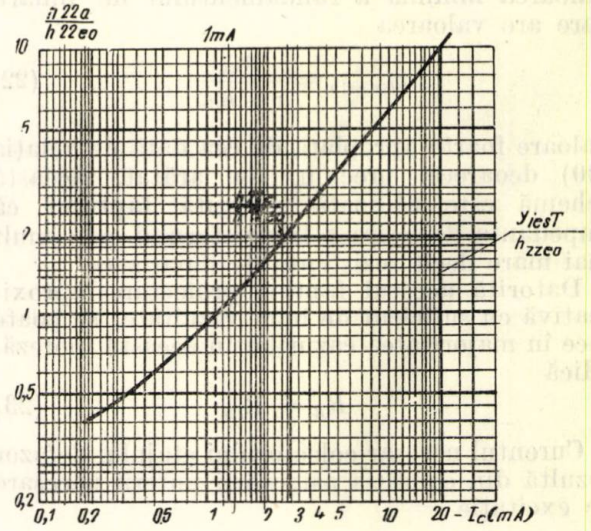



Fig. 5. *Curba $h_{22} = f(I_C)$ a tranzistorului EFT 151 pe care s-a trasat $Y_{ieş\,T}$ din exemplul de calcul.*

Randamentul reţelei de liniarizare este în acest caz

$$\eta_{lin} = \frac{R_B}{r + R_B} \quad (20)$$

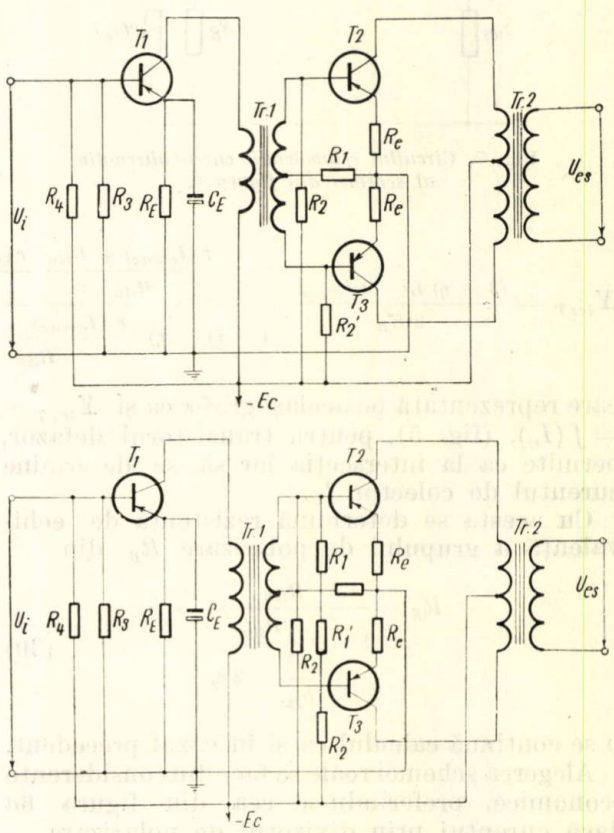



Fig. 6. *Schema etajului defazor cu cuplaj prin transformator şi polizare derivaţie :*
*a* — *fără condensator de cuplaj ;*
*b* — *cu condensator de cuplaj.*

Deoarece

$$R_B > R_{lin} \tag{21}$$

valoarea minimă a randamentului de liniarizare are valoarea

$$\eta_{lin\,min} = \frac{R_{lin}}{r + R_{lin}}, \tag{22}$$

valoare foarte apropiată de cea dată de relaţia (20) deoarece, precum s-a arătat, această schemă este utilizată datorită faptului că impedanţa de ieşire a tranzistorului este mult mai mare decît rezistenţa de liniarizare.

Datorită acestui fapt o proiectare aproximativă cu suficient de bune rezultate, se poate face în majoritatea cazurilor în această ipoteză, adică

$$R_B = R_{lin} \tag{23}$$

Curentul necesar colectorului etajului defazor rezultă din condiţia asigurării puterii necesare de excitaţie

$$P'_{ex} = \eta U_{C\,max} = \frac{(I_C - I_{C\,min})}{2} = \frac{r\,(R_B + r)}{2\,R_B}\; I^2_{b\,max} \tag{24}$$

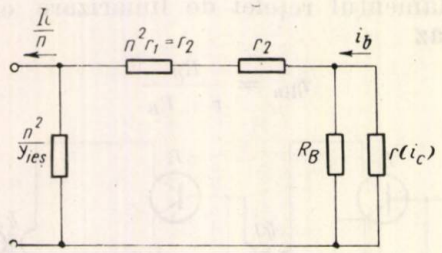



Fig. 7. *Circuitul echivalent în curent alternativ al schemei din figura 6.*

din care folosind şi relaţiile (11), (12), (13) şi (14) se obţine că

$$\frac{I_C}{I_{C\,min}} = 1 + \frac{2(1-\eta)\,I_{C\,min}}{3-\eta}\,\frac{1}{\left[1 + \frac{8\,\eta\,(1-\eta)\,E'_B\,I_{C\,min}}{(3-\eta)^2\,P'_{ex}}\right]^{1/2}} \tag{25}$$

Cunoscînd curentul de colector, se determină raportul de transformare din legea circuitului magnetic pentru transformatorul defazor

$$n = \frac{r\,I_{b\,max}}{2\,\eta\,E'_B\,(I_C - I_{C\,min})}\,[(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{C\,min}] \tag{26}$$

Rezistenţele înfăşurărilor transformatorului defazor rezultă ca şi în cazul precedent din relaţiile (15) şi (18).

Calculul este corect dacă este îndeplinită relaţia

$$\frac{n^2}{Y_{ieş\,T}} + 2\,r_2 \gg R_B \tag{27}$$

În caz contrar trebuie determinat curentul de colector astfel ca să se asigure rezistenţa de liniarizare necesară rezultată pentru curentul echivalent din figura 7.

$$R_{lin} = \frac{\left(\frac{n^2}{Y_{ieş\,T}} + 2\,r_2\right) R_B}{\frac{n^2}{Y_{ieş\,T}} + 2\,r_2 + R_B} \tag{28}$$

Pentru aceasta, folosind şi relaţiile (15), (18), (24) şi (26), se obţine

$$Y_{ieş\,T} = \frac{(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{C\,min}}{2\,E'_B} \cdot \frac{\frac{r\,(I_{c\,max}) + R_{lin}}{R_{lin}}\;\frac{r\,(I_{c\,max})\;[(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{C\,min}]}{2\,\eta\,E'_B}\left(\frac{I_{b\,max}}{I_C - I_{C\,min}}\right)^2 - 1}{1 - (1-\eta)\;\frac{r\,(I_{c\,max}) + R_{lin}}{R_{lin}}\;\frac{(r\,I_{c\,max})\;[(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{c\,min}]}{2\,\eta\,E'_B}\left(\frac{I_{b\,max}}{I_C - I_{C\,min}}\right)^2} \tag{29}$$

care reprezentată pe acelaşi grafic ca şi $Y_{ieş\,T} = f(I_C)$, (fig. 5), pentru tranzistorul defazor, permite ca la intersecţia lor să se determine curentul de colector $I_C$.

Cu acesta se determină rezistenţa de echivalenţă a grupului de polarizare $R_B$ din

$$R_B = \frac{R_{lin}}{1 - \frac{R_{lin}}{\frac{n^2}{h_{22e}} + 2\,r_2}} \tag{30}$$

şi se continuă calculul ca şi în cazul precedent.

Alegerea schemei reale se face din considerente economice, preferîndu-se cea din figura 6*a* dacă curentul prin divizorul de polarizare

$$I_D = \frac{U_{EB0} + R_e\,I_{E0}}{r_2\,R_B}\,(r_2 + R_B) \tag{31}$$

nu este prea mare, scăzînd astfel randamentul instalaţiei, caz în care se utilizează schema din figura 6*b*.

Aci trebuie avut în vedere ca curentul prin divizorul de polarizare

$$I_D = \frac{U_{EB0} + R_C\,I_{E0}}{R_2} \tag{32}$$

să nu fie prea mic, apărînd pericolul ambalării termice a tranzistoarelor din etajul amplificator de putere.

### 5. Montaje cu reacţie pentru realizarea rezistenţei de liniarizare

Montajele de liniarizare cu reacţie se bazează pe scăderea impedanţei de ieşire a montajului cu emitorul comun şi polarizare serie datorită

unei reacții negative derivație la ieșire, fie datorită unei reacții pozitive serie la ieșire.

Pentru a nu scădea amplificarea prea mult, avînd în vedere că excitarea etajului defazor este făcută de un etaj din montaj cu emitorul comun (care se poate aproxima cu un generator de curent constant) reacția se aplică astfel ca impedanța de intrare să crească, adică reacția negativă se aplică serie, iar cea pozitivă derivație.

Aceste condiții sînt îndeplinite și de montajul cu colector comun (fig. 8) și de montajul cu emitor comun cu reacție negativă derivație la ieșire și serie la intrare (fig. 9) sau cu reacție pozitivă serie la ieșire și derivație la intrare (fig. 10).

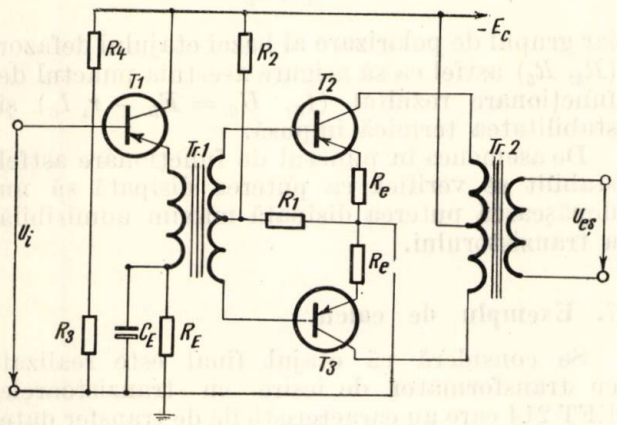



Fig. 8. *Schema etajului defazor în montaj cu colector comun și cuplaj prin transformator.*

Proiectarea montajelor cu reacție negativă se face identic ca și cea pentru montajul cu emitorul comun și polarizare serie, numai că de astă dată curba reprezentată prin ecuația (17) este intersectată cu curbele corespunzătoare admitanței de ieșire a montajului respectiv, adică pentru montajul cu colector comun, astfel că

$$Y_{ieș\,T} = h_{22e} + \frac{(1 - h_{12e})(1 + h_{21e})}{Z_g + h_{11e}} \cong S + \frac{h_{21e}}{Z_g + h_{11e}} \tag{33}$$

unde $S$ este panta tranzistorului

și

$$Y_{ieș\,T} = \frac{h_{22e} - \dfrac{h_{21e}\,h_{12e}}{Z_g + h_{11e}}}{F} \cong \frac{h_{22e}}{F} \tag{34}$$

pentru montajul cu reacție negativă derivație.

În relația (34) $F$ este factorul de reacție negativă.

Din relația (33) rezultă că în cazul utilizării montajului cu colector comun este indicată utilizarea unui tranzistor cu factorul de amplificare al curentului mare, pentru a avea admitanțe de ieșire ridicate.

În aceste cazuri totuși nu se poate obține o anulare a impedanței de ieșire, singurul montaj apt de a realiza acest deziderat fiind montajul cu reacție pozitivă din figura 10, adus la limita

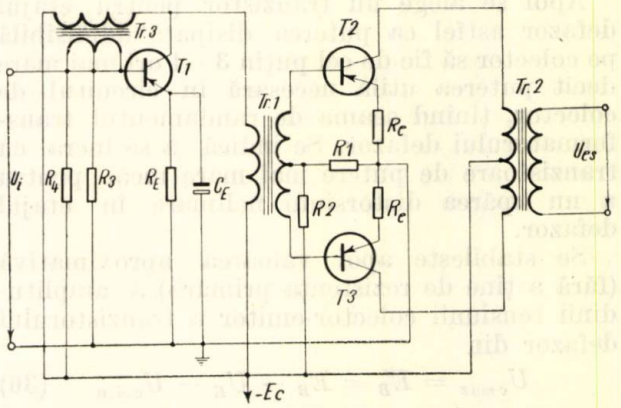



Fig. 9. *Schema etajului defazor în montaj cu reacție negativă paralel la ieșire și serie la intrare.*

de oscilație. În acest caz se obține o impendanță de intrare suficientă și coeficientul de distorsiuni neliniare nul.

Determinarea curentului de colector se face în acest caz prin impunerea în relația (17)

$$Y_{ieș\,T} = \infty$$

adică

$$I_C = I_{C\,min} + \frac{(3 - \eta)\,[R_{lin} + r\,(I_{c\,max})]\,I_{bmax}^2}{4\,E_B'} + \sqrt{\frac{(3 - \eta)^2\,[R_{lin} + r\,(I_{c\,max})]^2\,I_{b\,max}^4}{16\,E_B^2} + \frac{(1 - \eta)\,[R_{lin} + r\,(I_{c\,max})]\,I_{b\,max}^2 - I_{c\,min}}{2\,E_B'}} \tag{35}$$

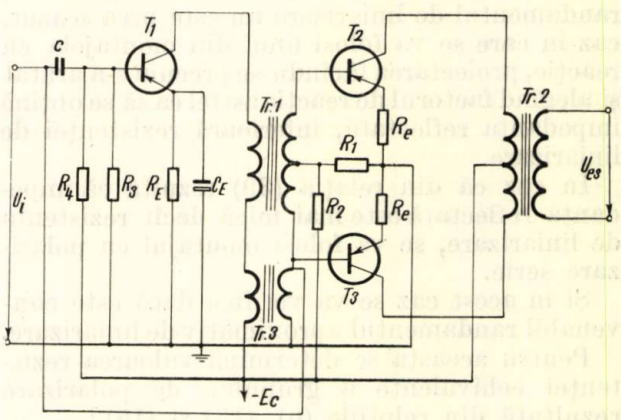



Fig. 10. *Schema amplificatorului de joasă frecvență cu reacție pozitivă locală pe defazor și reacție negativă globală.*

Montajul în ansamblu este stabil datorită reacției negative globale, însă necesită ca proiectarea și realizarea să fie făcute astfel ca să se obțină o bună siguranță de stabilitate.

### 6. Proiectarea etajului defazor

Din proiectarea etajului amplificator de putere rezultă rezistența de intrare (1), rezistența de liniarizare (5), amplitudinea intensității curentului de bază și deci și puterea necesară de excitație.

Apoi se alege un tranzistor pentru etajul defazor astfel ca puterea disipată admisibilă pe colector să fie de cel puțin 3—4 ori mai mare decît puterea utilă necesară în circuitul de colector, ținînd seama de randamentul transformatorului defazor. Se indică a se lucra cu tranzistoare de putere mai mare încă, pentru a nu apărea distorsiuni neliniare în etajul defazor.

Se stabilește apoi valoarea aproximativă (fără a ține de rezistența primară) a amplitudinii tensiunii colector-emitor a tranzistorului defazor din

$$U_{c\,max} = E'_B = E_B - U_E - U_{c\,min} \qquad (36)$$

Se determină apoi valoarea minimă a curentului de colector din punctul static

$$I_C \geqslant I_{C\,min} + \frac{2\,P_{ex}}{\eta\,E'_B} \qquad (37)$$

pentru care se stabilește $h_{22}$.

Apoi cu ajutorul valorii aproximative a raportului de transformare

$$n = \frac{U_{be\,max} + R_e\,I_{e\,max}}{\eta\,E'_B} \qquad (38)$$

se calculează impedanța reflectată de tranzistor în secundar

$$Z_{ref} = \frac{n^2}{h_{22}} \qquad (39)$$

Dacă valoarea rezultată din relația (39) este mai mare decît rezistența de liniarizare, se alege montajul de liniarizare derivație dacă randamentul de liniarizare nu este prea scăzut, caz în care se va folosi unul din montajele cu reacție, proiectarea făcîndu-se precum s-a arătat și alegînd factorul de reacție astfel ca să se obțină impedanța reflectată, inferioară rezistenței de liniarizare.

În caz că din relația (39) rezultă că impedanța reflectată este mai mică decît rezistența de liniarizare, se va folosi montajul cu polarizare serie.

Și în acest caz se va verifica dacă este convenabil randamentul aproximativ de liniarizare.

Pentru aceasta se determină valoarea rezistenței echivalente a grupului de polarizare rezultată din relațiile (6), (13) și (15):

$$R_B \geqslant \eta\,(R_{lin} + r - Z_{ref}) - r \qquad (40)$$

și deci valoarea randamentului de liniarizare în cazul polarizării serie are expresia:

$$\eta_{lin} \leqslant \frac{r}{r + R_B} \qquad (41)$$

Dacă aceasta este prea mică, se alege un tranzistor cu admitanța de ieșire mai mică, pînă cînd se obțin rezultate convenabile.

Deoarece rezistența $R_B$ asigură și polarizarea tranzistoarelor finale, trebuie avut în vedere ca determinarea curentului prin divizorul de polarizare să fie făcută astfel ca să fie satisfăcută condiția (9) și totodată curentul respectiv să nu strice randamentul etajului, dar nici să nu apară pericolul ambalării termice.

În caz că nu sînt satisfăcute aceste condiții, se impune valoarea $R_B$ și se reface calculul în această ipoteză.

Rezistența din emitorul etajului defazor se determină din relația

$$R_E = \frac{U_E}{I_C + I_B}, \qquad (42)$$

iar grupul de polarizare al bazei etajului defazor ($R_4$, $R_5$) astfel ca să asigure acestuia punctul de funcționare rezultat ($I_C$, $U_C = E_B - r_1 I_C$) și stabilitatea termică impusă.

De asemenea în punctul de funcționare astfel stabilit se verifică ca puterea disipată să nu depășească puterea disipată maxim admisibilă a tranzistorului.

### 7. Exemplu de calcul

Se consideră că etajul final este realizat cu transformator de ieșire cu tranzistoarele EFT 214 care au caracteristicile de transfer date în tabela 1.

*Tabela 1*

| | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $I_0$ | mA | 0 | 2,5 | 7,5 | 17,5 | 27,5 | 37,5 | 47,5 | 57,5 |
| $U_{be}$ | mV | 0 | 80 | 150 | 240 | 280 | 320 | 350 | 380 |
| $I_c$ | mA | 0 | 16 | 490 | 960 | 1 410 | 1 660 | 1 910 | 2 110 |

Punctul static de funcționare este

$$U_{C0} = 24\ \text{V}.$$
$$U_{BE0} = 200\ \text{mV}$$
$$I_{B0} = 2{,}5\ \text{mA}$$
$$I_{C0} = 120\ \text{mA}.$$

Rezistența de protecție în emitor $R_e = 0{,}5\ \Omega$.

Presupunînd că etajul este excitat de un generator de curent constant, rezultă un coeficient de distorsiuni neliniare

$$\delta = \frac{\sqrt{2}\,I_c\left(\frac{I_{b\,max}}{\sqrt{2}}\right) - I_{c\,max}}{\sqrt{2}\,I_c\left(\frac{I_{b\,max}}{\sqrt{2}}\right) + I_{c\,max}} = \frac{\sqrt{2}\cdot 1735 - 2110}{\sqrt{2}\cdot 1735 - 2110} = 7{,}45\,\%$$

Valoarea este suficient de mare, etajul trebuind să fie liniarizat.

Se determină rezistența de liniarizare pentru $\delta_0 = 0$ și numai dacă randamentul de liniari-

zare va fi neconvenabil se va reveni cu admiterea unui anumit grad de distorsiune, deci

$$I_{c\,45^\circ} = \frac{I_{c\,max}}{\sqrt{2}} \frac{1+\delta_0}{1-\delta_0} = \frac{I_{c\,max}}{\sqrt{2}} = \frac{2110}{\sqrt{2}} = 1{,}490 \text{ mA}$$

Corespunzător acestei valori, obţinem prin interpolare din caracteristica de transfer

$$I_{b\,45^\circ} = 40{,}5 \text{ mA}$$
$$U_{be\,45^\circ} = 330 \text{ mV}$$

Rezultă rezistenţa de liniarizare

$$R_{lin} = \frac{\sqrt{2}\,U_{be\,45^\circ} - U_{be\,max} + R_e(\sqrt{2}\,I_{e\,45^\circ} - I_{c\,max})}{I_{b\,max} - \sqrt{2}\,I_{b\,45^\circ}} =$$

$$= \frac{\sqrt{2}\cdot 330 - 380 + 0{,}5\,[\sqrt{2}(1490+40{,}7) - 2110 + 57{,}5]}{57{,}5 - \sqrt{2}\cdot 40{,}5} =$$

$$= 400\ \Omega.$$

Rezistenţa de intrare a dipolului baza-masă pentru curentul de colector maxim rezultă

$$r(I_{c\,max}) = \frac{U_{b\,max} + R_e I_{e\,max}}{I_{b\,max}} =$$

$$= \frac{380 + 0{,}5\,(2110 + 57{,}5)}{57{,}5} = \frac{1464}{57{,}5} = 25{,}5\ \Omega.$$

Puterea de excitaţie necesară fiind

$$P_{ex} = \frac{I_{b\,max}(U_{be\,max} + R_e I_{e\,max})}{2} =$$

$$= \frac{57{,}5\cdot 1464}{2} 10^{-6} = 42 \text{ mW}$$

se va putea folosi în etajul defazor tranzistorul EFT353, care are $P_{d\,max} = 200$ mW şi o amplificare ridicată.

Avînd în vedere că tensiunea colector bază maxim admisibilă este de 24 V, se alege tensiunea de alimentare de 9 V, rezultînd pentru $U_{c\,min} = 0{,}3$ V şi

$$U_E = (0{,}05 \ldots 0{,}25) E_B = 0{,}1\, E_B = 0{,}9 \text{ V}$$
$$E'_B = E_B - U_E - U_{cmin} = 9 - 0{,}9 - 0{,}3 = 7{,}8 \text{V}.$$

O predeterminare permite să se verifice dacă este posibilă folosirea schemei cu polarizare serie şi anume alegînd

$$I_{C\,min} = 0{,}5 \text{ mA}$$

şi

$$\eta = 0{,}7$$

se obţine valoarea minimă a curentului de colector în punctul static

$$I_C \geqslant I_{C\,min} + \frac{2\,P_{ex}}{E'_B} \qquad (36)$$

$$I_C \geqslant 0{,}5 + \frac{2\cdot 42}{0{,}7\cdot 7{,}8} = 16 \text{ mA}$$

pentru care

$$h_{22} = 40\cdot 10^{-6}\cdot 7{,}5 = 300\cdot 10^{-6}\ \mu\text{s}.$$

Raportul de transformare fiind aproximativ

$$n = \frac{U_{be\,max} + R_e I_{e\,max}}{\eta E'_B}$$

sau

$$n = \frac{1{,}4964}{0{,}7\cdot 7{,}8} = 0{,}261,$$

impedanţa reflectată va fi

$$Z_{ref} = \frac{n^2}{h_{22}} \qquad (38)$$

sau

$$Z_{ref} = \frac{0{,}268^2}{300\cdot 10^{-6}} = 240\ \Omega,$$

mai mică decît rezistenţa de liniarizare, impunîndu-se alegerea schemei cu polarizare serie. Pentru aceasta

$$R_B = \eta\,(R_{lin} + r - Z_{ref}) - r$$

adică

$$R_E = 0{,}7\,(400 + 25{,}5 - 240) - 25{,}5 = 105{,}5\ \Omega$$

determinînd un randament de liniarizare

$$\eta_{lin} \leqslant \frac{r}{r + R_B}$$

$$\eta_{lin} \leqslant \frac{25{,}5}{25{,}5 + 105{,}5} = 19{,}5\,\%$$

ceea ce nu este admisibil.

Se preferă în acest caz să se folosească montajul cu polarizare derivaţie, care ar asigura un randament de liniarizare

$$\eta_{lin} \geqslant \frac{R_{lin}}{r + R_{lin}} = \frac{400}{25{,}5 + 400} = 94\,\%.$$

Se observă însă în acest caz că impedanţa reflectată este mai mică decît rezistenţa de liniarizare, ceea ce impune alegerea altui tranzistor defazor pentru a putea realiza excitaţia printr-un generator cu rezistenţă egală cu rezistenţa de liniarizare. Alegînd tranzistorul EFT 352 se obţine similar că

$$Z_{ref} = 330$$

şi că pentru polarizarea serie $R_B = 41\Omega$, ceea ce duce şi la un randament de liniarizare

$\eta_{lin} = 39{,}5\,\%$, inferior valorii ce se poate obţine în cazul polarizării derivaţie, polarizare care nu se poate utiliza deoarece $Z_{ref} \leqslant R_{lin}$. Aceasta determină să se folosească tranzistorul EFT 351, pentru care impedanţa reflectată este de 417 Ω.

De astă dată nu mai este posibilă decît folosirea montajului cu polarizare derivaţie.

Datorită faptului că impedanţa reflectată este comparabilă cu rezistenţa de liniarizare, nu se poate folosi calculul simplificat pe baza relaţiei (23), urmînd a determina curentul de colector prin trasarea pe graficul $h_{22} = f(I_C)$ pentru tranzistorul EFT 351 (fig. 5) admitanţa de ieşire rezultată din reprezentarea grafică a relaţiei (29).

Pentru aceasta se dau lui $I_C$ valori mai mari decît cele rezultate din relaţia (37), deoarece puterea de excitaţie va fi mai mare decît valoarea calculată.

Se obţine astfel curba de variaţie necesară a admitanţei de ieşire pentru tranzistorul defazor în funcţie de curentul de colector, dată în tabela 2.

*Tabela 2*

| $I_C$ | mA | 16 | 17 | 18 | 19 |
|---|---|---|---|---|---|
| $Y_{iesT}$ | $\mu s$ | 895 | 598 | 386 | −196 |

Deoarece în catalog este dată variaţia raportată a admitanţei de ieşire, se raportează şi valorile obţinute la aceeaşi valoare de normare (în cazul considerat $h_{22} = 20$ $\mu$s pentru $I_C = 1$ mA) obţinîndu-se tabela 3.

*Tabela 3*

| $I_C$ | mA | 16 | 17 | 18 | 19 |
|---|---|---|---|---|---|
| $\frac{Y_{iesT}}{h22_0}$ | — | 44,7 | 29,5 | 19,3 | −9,5 |

Deoarece admitanţa de ieşire este pozitivă, nu se calculează pentru $I_C > 19$ mA cînd rezultă valori necesare negative.

Din intersecţia celor două curbe rezultă

$$I_C = 18{,}3 \text{ mA}.$$

Se alege

$$I_C = 19 \text{ mA},$$

valoare cu care se determină

$$r_1 = \frac{(1-\eta)E'_B}{(3-\eta)\,I_C - I_{C\,min}} = \frac{(1-0{,}7)7{,}8\cdot10^{-3}}{(3-0{,}7)\,19-20{,}5} = 43{,}5\ \Omega,$$

$$n = \frac{r\,I_{b\,max}\,[(3-\eta)\,I_C - 2\,I_{C\,min}]}{2\,\eta\,E'_B\,(I_C - I_{C\,min})} = \frac{25{,}5\cdot57\cdot10^{-3}\cdot40{,}7\cdot10^{-3}}{2\cdot0{,}7\cdot7{,}8\cdot18{,}5\cdot10^{-3}} = 0{,}31,$$

iar

$$r_2 = n^2\,r_1 = 5{,}5\ \Omega.$$

Deoarece la acest curent

$$h_{22} = \frac{h_{22}}{h_{22_0}}\,h_{22_0} = 11\cdot20 = 220\,\mu\text{s},$$

rezultă

$$R_B = \frac{R_{lin}}{1-\frac{R_{lin}}{\frac{n^2}{n_{22}}+2\,r^2}} = \frac{400}{1-\frac{400}{\frac{(0{,}31)^2}{180\cdot10^{-6}}+215{,}5}} = 1\,500\Omega$$

Considerînd că utilizăm schema fără condensator de cuplaj şi deoarece $R_B$ este mult mai mare decît $r_2$ şi deci şi $R_2$ care este mai mare decît $R_B$ va fi mai mare decît $r_2$, curentul prin divizor va fi

$$I_D = \frac{U_{BE0} + R_e\,(I_{C0} + I_{B0})}{r_2} = \frac{200 + 0{,}5\,(120 + 2{,}5)}{5{,}5}\,10^{-3} = 47\text{ mA}$$

valoare convenabilă pentru o bună stabilitate termică.

Rezistenţa $R_1$ trebuie în acest caz să aibă valoarea

$$R_1 = \frac{U_{C0} - U_{B0} - R_E\,I_{E0}}{I_D + I_{B0}} = \frac{24 - [200 + 0{,}5\,(120 + 2{,}5)]\,10^{-3}}{47\cdot10^{-3} + 2{,}5\cdot10^{-3}} = 510\Omega.$$

Se observă în acest caz că nu mai poate fi realizată valoarea $R_B$ necesară deoarece $R_B = R_1$.

În acest caz, fie că se admite această valoare refăcîndu-se proiectarea avînd impus $R_B = R_1$ şi $r_2$, urmînd ca să se obţină o valoare a rezistenţei de liniarizare mai mică şi apărînd distorsiuni neliniare care trebuie determinate, fie se alege schema cu condensator urmînd a verifica dacă curentul prin divizor nu este prea mic sau însfîrşit se renunţă la randamentul de liniarizare ridicat şi se alege o schemă cu polarizare serie cu tranzistorul EFT 352.

În cazul de faţă se preferă prima din aceste soluţii, deoarece

a) $R_1 \gg r$ şi nu apare un consum de putere, fiind suficientă creşterea curentului de colector admisă,

*b*) se obţine o rezistenţă de liniarizare

$$R_{lin} = \frac{R_1\left(\frac{n^2}{h_{22}} + 2\,r_2\right)}{R_1 + \frac{n^2}{h_{22}} + 2\,r_2} = 240\ \Omega,$$

pentru care coeficientul de distorsiuni neliniare este de

$$\delta = \frac{\sqrt{2}\,I_c\left(\frac{U_{be\,max} + R_e\,I_{e\,max} + R_{lin}\,I_{b\,max}}{\sqrt{2}}\,I_{c\,max}\right)}{\sqrt{2}\,I_c\left(\frac{U_{be\,max} + R_e\,I_{e\,max} + R_{lin}\,I_{b\,max}}{\sqrt{2}}\,I_{c\,max}\right)} = \frac{2010 - 2110}{2010 + 2110} = 2{,}5\,\%\ \text{(valoare admisibilă)}.$$

Datorită faptului că rezistenţa $R_2$ în acest caz nu poate fi făcută să varieze cu temperatura, compensarea termică a etajului final se va realiza cu rezistenţe cu coeficient pozitiv de temperatură [7], [8].

Puterea disipată pe colectorul tranzistorului EFT 351 va fi

$$P_{dc} = U_C I_C = (E_B - r_1 I_C - U_E) I_C =$$
$$= (9 - 0{,}9 - 43{,}5 \cdot 18{,}5.10^{-3}) 18{,}5 \cdot 10^{-3} = 135\,\text{mW}$$

deci nu apare pericolul distrugerii tranzistorului la temperaturi sub 40°C.

Rezistența din emitor va fi de

$$R_E = \frac{U_E}{I_C} = \frac{0{,}9}{18{,}5} = 48\Omega.$$

Se alege valoarea de 47Ω.

### 8. Verificări experimentale

În cadrul verificărilor făcute s-a constatat că pentru montajul din figura 3 se obține un coeficient de distorsiuni de neliniaritate de 3,6% față de 3% rezultat din calcul. Diferența este datorită distmetriilor montajului, care mai introduce astfel distorsiuni pare neconsiderate în calcul.

Pentru montajul din figura 6 *a* avînd datele din exemplul de calcul, la excitarea în curent constant s-a obținut că coeficientul de distorsiuni neliniare măsurat a fost de 8%, pe cînd după liniarizarea făcută prin alegerea montajului calculat s-a obținut 4,2%. Valoarea mărită a coeficientului de distorsiuni este datorată distorsiunilor introduse de etajul defazor care lucrează și el la semnal mare.

Valori de 4% ale coeficientului de distorsiuni neliniare s-au obținut pentru schemele din figurile 8 și 11. La schema cu reacție negativă de tensiune s-a folosit schema cu reacție negativă derivație la intrare datorită faptului că excitarea a fost făcută cu tensiune constantă (fig. 11).

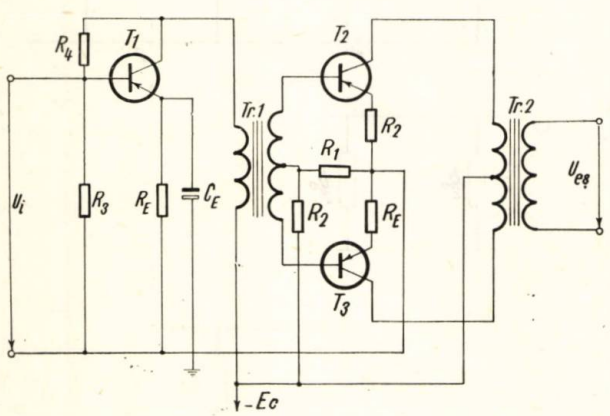



Fig. 11. *Schema etajului defazor în montaj cu reacție negativă paralel la ieșire și intrare.*

Pentru o reducere mai mare a coeficientului de distorsiuni neliniare pentru schema din figura 8 este necesară o scădere mai mare a impedanței generatorului de excitație al etajului cu colector comun adică a rezistenței de sarcină din colectorul etajului amplificator de tensiune, ceea ce determină apariția unor distorsiuni neliniare în acesta datorate excursiei mari de tensiune necesare.

Rezultate foarte bune au fost obținute cu schema din figura 10, pentru care coeficientul de distorsiuni neliniare obținut a fost de 1,8%, lucrînd cu un factor de reacție pozitivă locală 0,03 și cu un factor de reacție negativă global de −2,6, amplificarea scăzînd corespunzător de 1,6 ori.

Acest montaj, datorită amplificării sale mari, a necesitat însă o realizare îngrijită și o mare siguranță de stabilitate, ceea ce îl face dificil de utilizat în producția de mare serie.

### 9. Concluzii

Datorită neliniarității caracteristicilor de transfer ale amplificatoarelor cu tranzistoare, apar distorsiuni neliniare de circa 7—10%.

Acestea se pot micșora fie prin reacție negativă, fie liniarizînd etajul printr-o excitare cu un generator avînd rezistența internă egală cu rezistența de liniarizare.

Se preferă această soluție, căci la valori ridicate ale coeficientului de distorsiuni neliniare, reacția negativă nu mai este eficientă. Totodată se poate obține și un randament de liniarizare mai mare.

Dintre acestea se poate folosi fie polarizarea serie, fie derivație aleasă astfel ca să se asigure randamente de liniarizare satisfăcătoare.

Pentru a nu scădea prea mult randamentul de liniarizare, este posibilă folosirea schemelor cu reacție.

Dintre aceste scheme, performanțe foarte bune se pot obține cu montajul cu reacție pozitivă, care însă necesită reglaje pretențioase și un montaj complicat, pentru a avea o bună siguranță de stabilitate.

Schemele cu reacție negativă îmbunătățesc distorsiunile, dar scad amplificarea, ceea ce le limitează gama de aplicare, alegerea lor făcîndu-se astfel ca să se asigure la ieșire o impedanță redusă și o impedanță de intrare comparabilă cu impedanța de ieșire a etajului de excitație al defazorului.

BIBLIOGRAFIE


1] * * *Circuite cu tranzistoare în telecomunicații*, Editura tehnică, București, 1963.

2] SHEA, R.; *Transistor audio amplifiers*, John Wiley & sons, New York, 1955.

3] GHERASIMOV, S. M.; *Osnovi teorii i rasciota tranzistornîh shem*, Sovetskoe radio, Moscova, 1963.

4] ARTHUR W., Ld.; *Osnovi poluprovodnicovoi electroniki*, *Gosenergoizdat* (traducere din limba engleză), Moscova, 1958.

5] JOHN M., CARROLL, *Transistor circuits and applications*, Mc Graw-Hill Book Company Inc., Toronto, 1957.

6] SEYMOUR, SCHWARTZ; *Selected semiconductor circuits handbook* — John Wiley & sons, New York, 1960.

7] POPESCU, C.; *Compensarea termică a schemelor cu tranzistoare*, Telecomunicații, 6 (1962), nr. 6, pag. 263—272.

8] * * *Circuite cu tranzistoare în industrie*, Editura tehnică, București, 1963

Ing. DAN RAICU
Candidat în ştiinţe tehnice

# Metodă grafică pentru studiul structurilor de propagare periodice şi simetrice

## INTRODUCERE

Liniile de transmisiune încărcate periodic cu neomogenităţi concentrate cunosc aplicaţii însemnate în tehnica frecvenţelor foarte înalte ca: structuri de întîrziere, filtre, amplificatoare parametrice cu undă progresivă etc.

Circuitul de intrare al receptorului unui radioreleu poate fi realizat dintr-un ghid de unde pe care, la distanţe egale, se găsesc grupuri de tije conductoare verticale, care realizează reflexii. Structura obţinută prezintă benzi de trecere şi de atenuare care alternează. Ea este utilizată prin urmare ca filtru. Între secţiunile ghidului încărcate cu tije de scurtcircuitare se găsesc şuruburi de acord, care constituie reactanţe reglabile şi servesc la acord.

Ca un alt exemplu putem privi amplificatoarele parametrice cu undă progresivă, care folosesc capacitatea neliniară a unor diode de microunde pentru a obţine la frecvenţe foarte înalte amplificare pe bandă largă cu zgomot redus. Diodele aşezate periodic în ghidul de unde, diafragmele care le separă, şuruburile de acord, constituie discontinuităţi care fac ca linia de transmisiune să devină o structură periodică.

Pentru analizarea acestui gen de structuri de propagare este necesară determinarea impedanţei lor caracteristice, stabilirea benzilor de trecere, a diagramei Brillouin (fază-frecvenţă), a curentului şi tensiunii pentru fiecare dintre neomogenităţi, ca şi a distribuţiei de curent şi de tensiune pe porţiunile de linie omogenă *. În diferite cazuri concrete unele dintre aceste mărimi se pot ignora.

Cu creşterea complexităţii structurii, calculul se complică simţitor. În afară de cazurile cele mai elementare, deducerea expresiilor care dau mărimile căutate în funcţie de parametrii structurii respective cere un volum considerabil de muncă. Este deci preferabil calculul făcut direct cu valorile numerice, din aproape în aproape.

Analiza structurii periodice se poate face fie prin calcul analitic, fie pe cale grafică, cu ajutorul diagramei circulare a liniilor lungi. În adevăr, hodograful vectorului coeficient de reflexie $\rho$ în planul complex în care e trasată această diagramă cuprinde întreaga informaţie necesară. În cele ce urmează vom arăta cum se construieşte hodograful vectorului $\rho$, dînd cu acest prilej o metodă grafică originală, valabilă pentru structurile simetrice practic fără pierderi (clasă în care se încadrează majoritatea cazurilor care se întîlnesc), iar apoi vom arăta cum poate fi explicată informaţia cuprinsă în acest hodograf.

### 1. Construirea hodografului vectorului $\rho$

La început două observaţii preliminare. În primul rînd trebuie observat că hodograful vectorului $\rho$ are un aspect diferit pentru frecvenţe diferite — lucru care decurge din variaţia cu frecvenţa a impendanţelor echivalente neomogenităţilor şi a lungimii electrice a trunchiurilor de linie omogenă —, aşadar trebuie construit pentru mai multe frecvenţe din banda care interesează. Metoda grafică este deci o variantă a calculului numeric cu valori concrete (care trebuie şi el repetat de fiecare dată) şi nu a metodei deducerii expresiilor generale în funcţie de frecvenţă.

Cea de a doua observaţie se referă la faptul că hodograful vectorului $\rho$ reprezintă o curbă închisă. Convenţional, vom considera punctele în care intervin discontinuităţile concentrate ca aglomerarea unei mulţimi infinite de puncte în care discontinuitatea este distribuită uniform. Considerînd trecerea prin toate aceste puncte, vom avea deci de a face cu un hodograf dat de o curbă continuă. Faptul că această curbă este închisă rezultă din periodicitatea structurii; evident, după o perioadă, impedanţa văzută în direcţia de propagare se întoarce la valoarea iniţială.

Pornind la construirea hodografului vectorului $\rho$, ne izbim de la început de dificultatea că nici unul dintre punctele acestei curbe nu este cunoscut. Cunoscîndu-se impedanţa caracteristică într-una dintre secţiunile structurilor periodice, se poate trasa restul curbei, care se închide (în cazul inexistenţei pierderilor) pe cercuri $|\rho| = const$ în porţiunile corespunzătoare trunchiurilor de linie uniformă şi pe cercuri $r = const$ (sau respectiv $g = const$) în punctele unde intervin reactanţele concentrate. E posibil să se obţină acest punct iniţial dintr-un calcul preliminar. Pentru aceasta se separă o perioadă geometrică a structurii şi, considerînd-o ca pe un cuadripol, se determină impedanţa sa caracteristică, care coincide cu impedanţa caracteristică a structurii în secţiunea aleasă.

Atunci cînd structura este simetrică (aşa cum se întîmplă în cele mai multe cazuri practice), este recomandabil ca celula care se separă pentru determinarea impedanţei caracteristice să fie şi ea simetrică. În acest caz, impedanţa caracteristică este media geometrică între impedanţa de intrare a cuadripolului în gol şi cea a cuadripolului în scurtcircuit.

Este vorba deci de un calcul preliminar care conţine trei operaţii (determinarea celor două impedanţe de intrare şi a mediei lor geometrice). Fiecare dintre ele deschide posibilitatea unor erori care se manifestă abia la sfîrşit, la construirea hodografului, prin aceea că, după parcurgerea întregii perioade, curba nu se închide.

Metoda pe care o propunem are avantajul de a fi în întregime grafică şi de a se aplica în mod continuu, are posibilităţi mai mici de eroare şi este mai uşor de verificat.

Să considerăm întîi cel mai simplu caz, acela al liniei încărcate periodic cu susceptanţe egale în paralel (fig. 1 *a*). Există două posibilităţi de a separa această structură în celule simetrice (fig. 1, *b* şi 1, *c*). Să alegem împărţirea din figura 1, *b*.

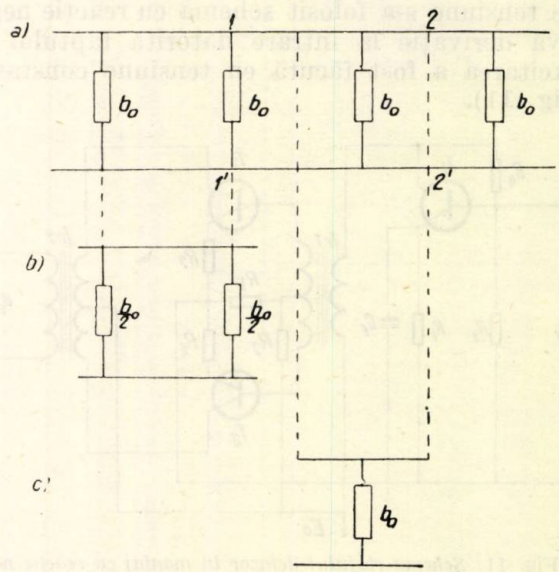



Fig. 1. *Structura de propagare periodic încărcată cu susceptanţe identice*

*a* — schema echivalentă; *b*, *c* — posibilităţi de separare a secţiunilor simetrice

În banda de trecere, admitanţa caracteristică a cuadripolului respectiv este reală şi se află pe axa $A\,A'$ a diagramei circulare (fig. 2).

*) Atunci cînd linia de transmisiune este reprezentată de un ghid de unde, prin *curent* şi *tensiune* trebuie înţelese mărimile echivalente, definite în mod corespunzător prin dimensiunile secţiunii şi cîmpul magnetic, respectiv electric.

În imediata vecinătate stîngă a susceptanței (secțiunii *1 1'*) admitanța văzută în condițiile de adaptare va fi deci suma dintre admitanța caracteristică și această susceptanță. Punctul reprezentativ se va afla deci undeva pe cercul de susceptanță constantă, corespunzător valorii $b = \frac{b_0}{2}$.

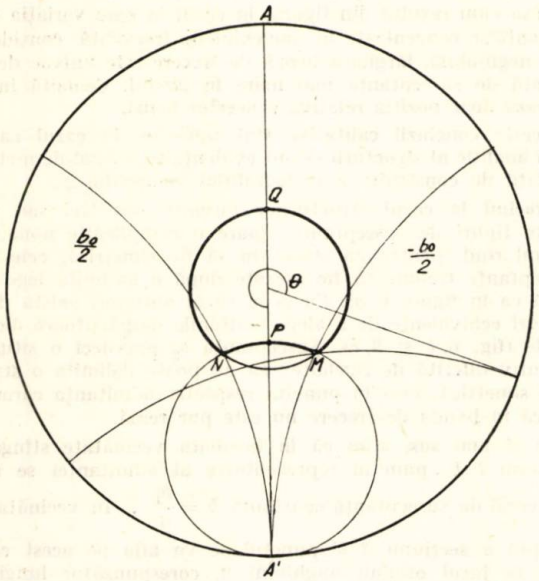



Fig. 2. *Construirea grafică a hodografului vectorului ρ pentru structura din figura 1*

În imediata vecinătate dreaptă a celeilalte susceptanțe (secțiunea precedentă de tip 1 1'), admitanța văzută în direcția de propagare trebuie să fie așa, încît după adăugarea susceptanței respective — deci la intrarea cuadripolului — să apară din nou admitanța caracteristică, pur reală, după cum s-a arătat. Punctul reprezentativ respectiv se află deci undeva pe cercul de susceptanță constantă $b = -\frac{b_0}{2}$.

Între cele două puncte deplasarea se face de-a lungul liniei omogene (deci pe diagrama circulară pe un arc de cerc $|\rho| = const$) așa, încît arcul parcurs să fie corespunzător lungimii electrice a trunchiului de linie. Cunoscînd unghiul θ care corespunde pe diagramă acestei lungimi, determinarea punctului reprezentativ considerat rezultă imediat. Se rotește cercul de parametru $b = \frac{b_0}{2}$ cu unghiul θ în direcția către sursă. Punctul căutat este intersecția acestui cerc rotit cu cercul $b = -\frac{b_0}{2}$ (punctul *M*). Din acest punct se trasează arcul de $|\rho| = const$ în direcția către sarcină pînă la intersecția *N* cu cercul $b = \frac{b_0}{2}$. Curba se închide între *M* și *N* pe arcul de cerc de conductanță constantă. Punctul *P*, în care acest arc intersectează axa reală *A A'* a diagramei, reprezintă admitanța caracteristică a cuadripolului considerat. Punctul *Q*, în care axa *A A'* este interceptată de arcul de cerc ρ = const, reprezintă admitanța caracteristică a cuadripolului de tipul din figura 1, *c*.

În caz că frecvența respectivă nu ar fi făcut parte dintr-o bandă de trecere a cudripolului, cercul $b = \frac{b_0}{2}$ rotit cu unghiul respectiv nu s-ar fi intersectat cu cercul $b = -\frac{b_0}{2}$ cazul reprezentat în figura 3 pentru un unghi φ).

Dacă variația cu frecvența a susceptanței $b_0$ este neglijabilă în raport cu variația lungimii electrice a liniei intermediare, benzile de trecere ale structurii sînt acelea pentru care în figura 3 unghiul corespunzător este între ψ și 2π (ori cu un multiplu de 2π mai mare).

Trecînd la cazul mai complex în care linia este șuntată la intervale egale de două tipuri de susceptanțe $b_1$ și $b_2$ inter-

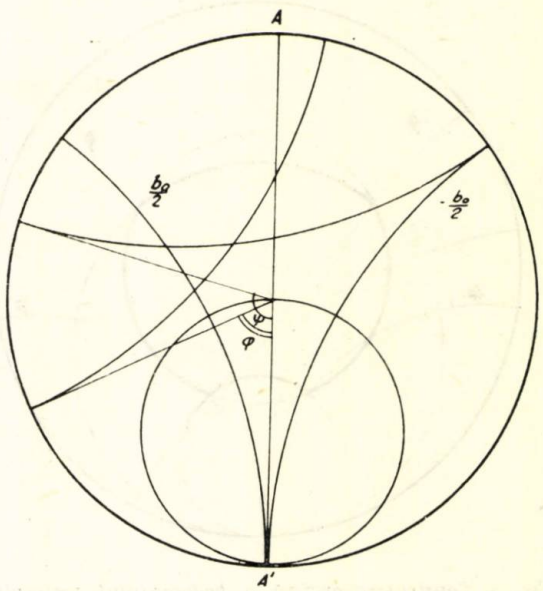



Fig. 3. *Determinarea grafică a benzilor de trecere ale structurii periodice*

calate (fig. 4, *a*), vom alege din nou secțiunile de separare așa, încît ele să determine o celulă simetrică (fig. 4, *b*).

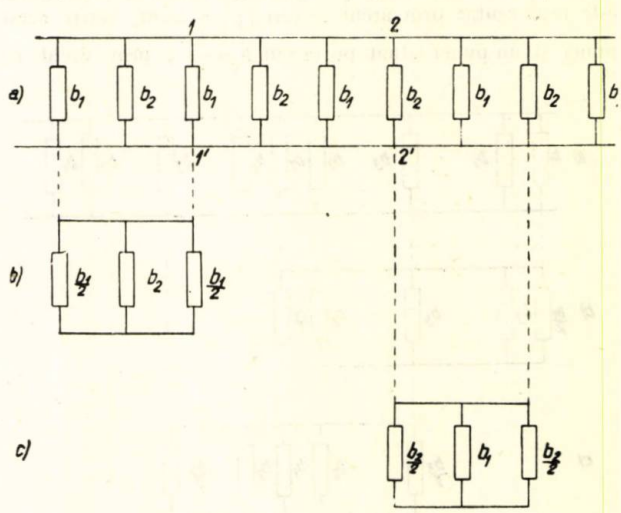



Fig. 4. *Structura de propagare periodic încărcată cu două tipuri susceptante*

*a* — schema echivalentă; *b*, *c* — posibilități de separare a secțiunilor simetrice

Întrucît există două moduri posibile de a alege aceste secțiuni, pentru amîndouă (fie *1 1'* fie *2 2'* din figura 4, *a*), admitanța caracteristică va fi pur reală la frecvențe cuprinse într-o bandă de trecere. Printr-un raționament analog celui anterior, rezultă că punctul reprezentativ al admitanței în imediata vecinătate stîngă a secțiunii *1 1'* se află pe cercul

de susceptanţă constantă $b = \frac{b_1}{2}$, iar cel ce reprezintă admitanţa în imediata vecinătate dreaptă a secţiunii *2 2'* se află pe cercul $b = -\frac{b_2}{2}$. Cunoscîndu-se lungimea elec-

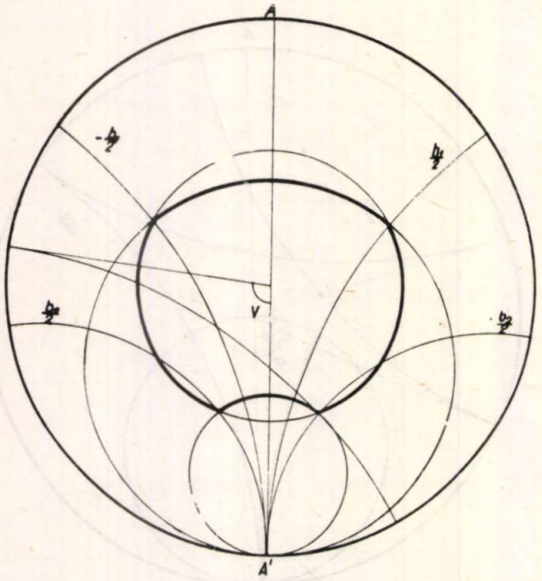



Fig. 5. *Construirea grafică a hodografului vectorului ρ pentru structura din figura 4*

trică a trunchiului de linie dintre ele, se roteşte curba $b = \frac{b_1}{2}$ cu unghiul corespunzător şi la intersecţia cu curba $b = -\frac{b_2}{2}$ se determină unul dintre punctele hodografului. Hodograful este reprezentat prin arcul de cerc $|\rho| = const$, dintre acest punct şi un punct situat pe cercul $b = \frac{b_1}{2}$, prin arcul si-

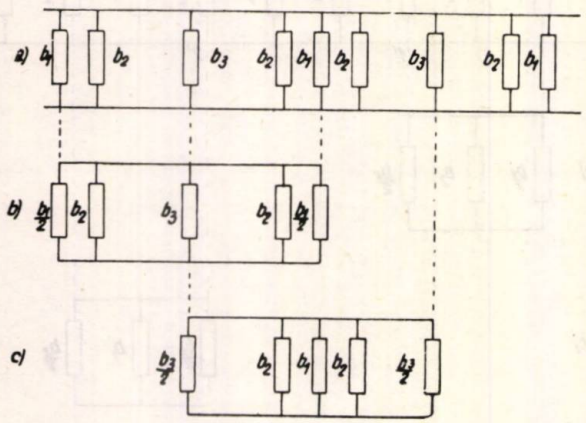



Fig. 6. *Structura de propagare periodic încărcată cu trei tipuri de susceptanţe*

*a* – schema echivalentă; *b, c* – posibilităţi de separare a secţiunilor simetrice

metric acestuia faţă de axa $A\,A'$ şi prin cele două arce de cerc $g = \text{const}$, care unesc punctele simetrice de pe curbele $b = \frac{b_1}{2}$ şi $b = -\frac{b_1}{2}$, respectiv $b = \frac{b_2}{2}$ şi $b = -\frac{b_2}{2}$. La intersecţia acestor din urmă arce cu axa $A\,A'$ sînt punctele corespunzătoare admitanţei caracteristice în cele două secţiuni de simetrie (fig. 5).

Urmărind construcţia hodografului vectorului ρ, se pot trage unele concluzii cu privire la comportarea structurilor respective. Pentru unele valori $b_1$ şi $b_2$ de pildă, arcele de cerc $|\rho| = const$ intersectează la rîndul lor axa $A\,A'$ în două puncte, pentru care deci admitanţa caracteristică este reală. În aceste secţiuni, la frecvenţa respectivă, linia prezintă simetrie în ambele sensuri de propagare. La modificarea frecvenţei însă, secţiunile respective se deplasează pe linie spre deosebire de secţiunile *1 1'*. Altă observaţie este aceea că, aşa cum rezultă din figură, în cazul în care variaţia susceptanţelor concentrate în domeniul de frecvenţă considerat este neglijabilă, lărgimea benzii de trecere este univoc determinată de susceptanţa mai mare în modul. Cealaltă influenţează doar poziţia relativă a acestor benzi.

Aceste concluzii calitative sînt umbrite, în cazul calculului analitic al structurii şi sînt evidenţiate tocmai de metoda de faţă de construire a hodografului vectorului ρ.

Trecînd la cazul structurilor formate din trei sau mai multe tipuri de susceptanţe, apare o complicaţie nouă. În primul rînd, pentru ca structura să fie simetrică, cele trei susceptanţe trebuie să fie aşezate după o anumită lege (de pildă ca în figura 6, *a*). Ca şi în cazul anterior, există două moduri echivalente de a alege secţiunile despărţitoare dintre celule (fig. 6, *b* şi 6, *c*). Susceptanţa $b_2$ are deci o situaţie calitativ diferită de celelalte; ea nu poate delimita o structură simetrică, deci în punctul respectiv admitanţa caracteristică în banda de trecere nu este pur reală.

Ca şi mai sus, ştim că în imediata vecinătate stîngă a secţiunii *1 1'* punctul reprezentativ al admitanţei se află pe cercul de susceptanţă constantă $b = \frac{b_1}{2}$. În vecinătatea dreaptă a secţiunii *2 2'* punctul se va afla pe acest cerc, rotit în jurul originii unghiului θ, corespunzător lungimii electrice a liniei intermediare. În vecinătatea stîngă a acestei secţiuni, punctele reprezentative vor fi, faţă de cele anterioare, deplasate pe cercurile respective de conductanţă constantă cu un arc corespunzător susceptanţei $b_2$.

Aflarea locului lor geometric se face pornind de la următoarea afirmaţie.

Considerînd familia *C* a cercurilor din planul complex ρ care reprezintă cercurile $g = const$ rotite cu un unghi oarecare θ, curbele care se obţin prin deplasarea punctelor acestor cercuri pe cercurile respective de conductanţă constantă, cu arce corespunzătoare unei aceleiaşi variaţii de susceptanţă, fac parte la rîndul lor din familia *C*.

Apartenenţa unui cerc la familia *C* fixează unul dintre gradele sale de libertate. Cercul poate fi deci determinat prin două puncte. Cea mai comodă determinare, în cazul de faţă, se face prin intersecţiile cercului respectiv cu cercul exterior al diagramei ($|\rho| = 1$). Prin urmare dacă determinînd susceptanţele corespunzătoare intersecţiilor cercului pe care se găseşte admitanţa din vecinătatea dreaptă a secţiunii *2 2'*, adăugăm la fiecare dintre ele $b_2$ şi notăm punctele corespunzătoare pe frontiera diagramei circulare, curba admitanţei în vecinătatea stîngă a acestei secţiuni se obţine rotind diagrama circulară aşa, încît punctul $g = \infty$ să coincidă cu unul dintre cele două puncte şi trasînd arcul de cerc $b = const$ care trece prin cel de al doilea punct (cercul *3* din figura 7).

Rotind acest arc de cerc cu unghiul corespunzător distanţei electrice a celuilalt trunchi de linie, va trebui să ajungem pe curba $b = -\frac{b_3}{2}$. Cercul *3* rotit cu unghiul dat a fost notat în figura 7 cu $C_4$, iar cercul $b = -\frac{b_3}{2}$ cu $C_5$. Punctul lor de intersecţie *M* este un punct al hodografului căutat. Curba se obţine ca şi înainte, pornind din acest punct şi unind cercurile construite pe arcuri de cerc $|\rho| = const$ şi respectiv $g = const$, apoi construind curba simetrică acesteia faţă de axa $A\,A'$ şi unind extremităţile simetrice ale celor două curbe prin arcuri de cerc $g = const$ care se intersectează cu axa $A\,A'$ în două puncte corespunzătoare impedanţelor caracteristice reale din secţiunile de simetrie.

Transformări de felul celor arătate (corespunzătoare în cazul de mai sus adăugării susceptanţei $b_2$) se pot repeta,

întrucît ne păstrează în interiorul aceleiași familii de cercuri. Prin urmare, procedeul arătat se aplică întocmai la studiul rețelelor simetrice cu un număr mai mare de susceptanțe diferite.

Evident, toate considerațiile anterioare se aplică întocmai și în cazul în care în locul dipolilor în paralel se conectează

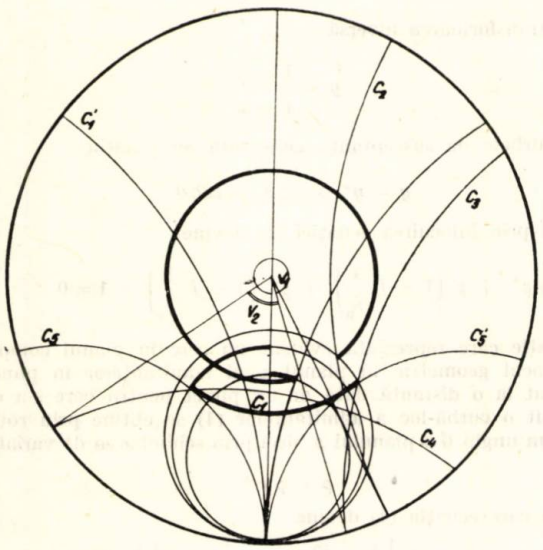



Fig. 7. *Construirea grafică a hodografului vectorului* $\rho$ *pentru structura din figura 6*

pe linie dipoli în serie. E suficient ca în cele de mai sus să se înlocuiască $g$ prin $r$, $b$ prin $x$ și $y_0$ prin $z_0$.

În fine, pentru completare, rămîne să ne ocupăm de un ultim caz: acela în care structura cuprinde și dipoli în paralel și dipoli în serie. Acest ultim caz îl cuprinde și pe cel al structurilor formate din linii de transmisiune periodic încărcate cu cuadripoli concentrați de tip T sau $\pi$.

Pentru a putea aplica metoda arătată înainte, vom înlocui schema reală cu una echivalentă în care există doar dipoli în paralel (ori în serie) pe linie. Această schemă se obține

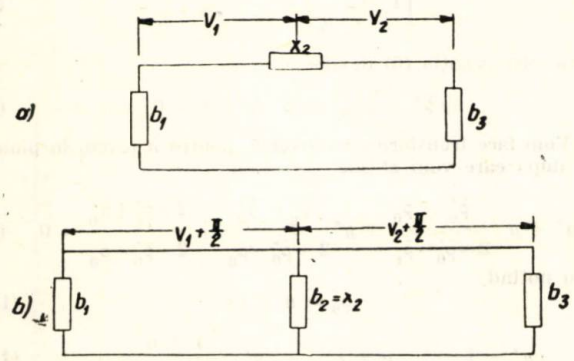



Fig. 8. *Structura de propagare periodic încărcată cu reactanțe și susceptanțe;*

*a* — celula unei structuri periodice încărcate cu reactanțe serie și susceptanțe în paralel; *b* — schema echivalentă cu susceptanțe în paralel

înlocuind fiecare dipol în serie printr-un dipol în paralel (sau invers) cu susceptanța unuia egală ca valoare normată cu impedanța celuilalt și fiind precedat și succedat de un trunchi de linie cu lungimea electrică de 90° (fig. 8, *a* și 8, *b*).

Considerîndu-se variația cu frecvența, trebuie să acordăm atenție faptului că aceste trunchiuri de linie introduse suplimentar au întotdeauna lungimea electrică fixă, spre deosebire de cele existente real, care au lungimea geometrică fixă.

O ultimă observație este aceea că metoda descrisă mai sus se aplică cu succes și la studiul structurilor periodice cu elemente concentrate (linii artificiale). Acestea constituie într-adevăr o particularizare a cazului discutat anterior și anume pentru situația în care trunchiurile de linie din schemă dispar (lungimea lor tinde către zero).

**2. Deducerea mărimilor care caracterizează structura periodică din hodograful vectorului**

Determinarea primului punct al hodografului s-a făcut în toate cazurile considerate prin intersecția dintre o curbă stabilită prin construcție și una fixată dinainte. Prin urmare, problema verificării faptului că frecvența pentru care s-a făcut construcția se află în banda de trecere a structurii se rezolvă prin existența ori inexistența acestei intersecții — cel de al doilea caz infirmînd ipoteza făcută inițial și anume cea a propagării.

Pentru a studia mărimea tensiunilor și raporturilor de fază în diferite puncte, vom observa că, alegînd ca unitate unda directă de curent, respectiv de tensiune, pe linia omogenă de transmisiune dintre susceptanțe, tensiunile și curenții existenți efectiv pe linie într-un anunit punct sînt (în cazul diagramei admitanțelor):

$$u = 1 - \rho;$$

$$i = 1 + \rho.$$

Ținînd seama de faptul că în planul $\rho$ din care face parte diagrama circulară axa reală este $A\,A'$, iar $O\,A' = 1$, rezultă că pentru a găsi mărimile electrice corespunzătoare punctului în care admitanța de propagare e reprezentată printr-un punct oarecare $R$ (fig. 9) vom trasa vectorul $A'\,R$, care dă tensiunea, și vectorul $A\,R$, care reprezintă curentul.

Trebuie să se observe însă că, pe diferitele porțiuni de linie omogenă, unda directă este, în cazul general, diferită ca amplitudine și fază. Prin urmare, faptul că din hodo-

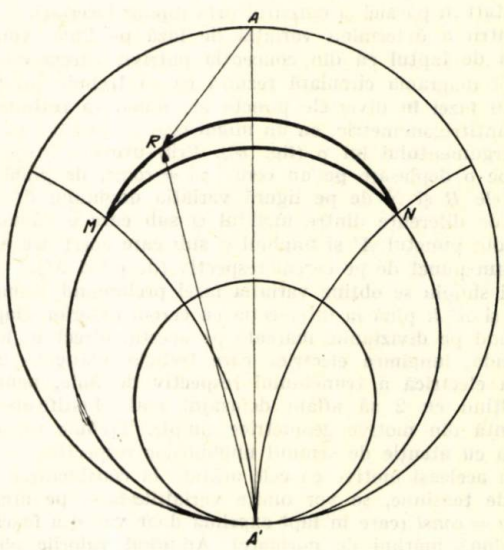



Fig. 9. *Determinarea grafică a curentului și tensiunii în diversele puncte ale liniei*

graful vectorului $\rho$ s-ar deduce că imediat la stînga și la dreapta unei susceptanțe în paralel tensiunea ar avea valori diferite se datorește în realitate condiției că mărimile în raport cu care se face normarea sînt diferite. Dacă se trasează deci diagrama variației pe linie a tensiunii, se va alege pentru fiecare arc de cerc $|\rho| = const$ o scară diferită pentru lungimea vectorului care se reprezintă și anume așa, încît curba să fie continuă. În caz că intervine o susceptanță serie transformată în schema ei echivalentă în paralel, variația tensiunii pe trunchiurile de 90° care o preced și succed (existînd doar

pe schema echivalentă) nu se reprezintă. Porţiunea respectivă de curbă nu serveşte decît pentru a afla tensiunea în punctul de conexiune a susceptanţei paralele (care dă de fapt curentul prin susceptanţa serie în schema reală). În acest caz, pe diagrama variaţiei tensiunii apare o discontinuitate în punctul intercalării dipolului în serie, lesne explicabilă prin căderea de tensiune pe acesta.

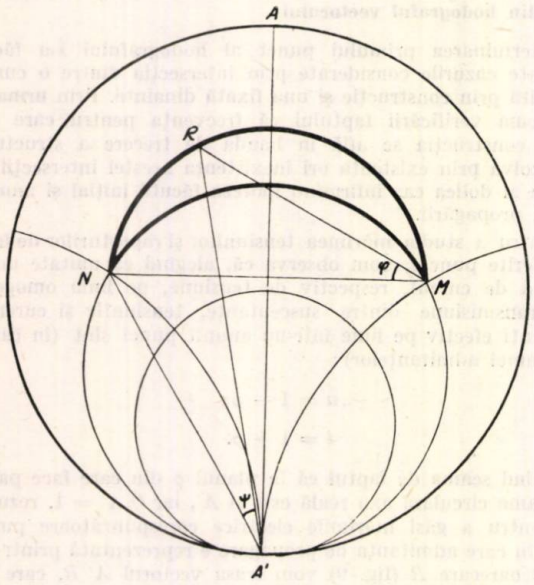



Fig. 10. *Determinarea grafică a variaţiei fazei tensiunii de-a lungul unei celule a stucturii periodice*

Pe această cale se obţine deci repartiţia de curent şi tensiune pe liniile uniforme ca şi tensiunea la bornele dipolilor conectaţi în paralel şi curentul prin dipolii înseriaţi.

Pentru a determina variaţia de fază pe linie, vom ţine seama de faptul că din concepţia potrivit căreia este construită diagrama circulară rezultă că ea trebuie privită, în studiul fazei în diversele puncte ale liniei, ca rotindu-se în sens antitrigonometric, cu un unghi egal cu jumătatea variaţiei argumentului lui $\rho$ (fig. 10). Prin urmare, atunci cînd are loc o deplasare pe un cerc $|\rho| = const$, de pildă, între punctele $R$ şi $N$ de pe figură variaţia unghiului de fază e dată de diferenţe dintre unghiul $\psi$ sub care e văzut arcul $RN$ din punctul $A'$ şi unghiul $\varphi$ sub care acest arc e văzut dintr-un punct de pe cercul respectiv (de pildă $M$).

Mai simplu se obţine variaţia fazei prelungind segmentele, $A'N$ şi $A'R$ pînă la intersecţia cu cercul exterior diagramei şi citind pe diviziunile marcate pe acesta, direct în lungimi de undă, lungimea electrică care trebuie adăugată la lungimea electrică a trunchiului respectiv de linie, pentru ca înmulţind cu 2 să aflăm defazajul real. Justificarea este evidentă din motive geometrice simple. Trebuie să se ţină seama cu atenţie de semnul unghiurilor respective.

Din aceleaşi motive ca cele arătate la considerarea variaţiei de tensiune, se vor omite variaţiile fazei pe arcele de cerc $g = const$ (care în fapt exprimă doar variaţia fazei între cele două mărimi de normare). Adunînd valorile obţinute pentru arcele $|\rho| = const$ se obţine defazajul pe celulă mărime care intervine în diagrama Brilluoin. Din curbele corespunzătoare mai multor frecvenţe din banda de trecere se obţine un număr egal de puncte ale diagramei Brillouin.

## CONCLUZII

Diagrama Smith poate fi aplicată cu ajutorul metodei descrise mai sus la studiul structurilor periodice simetrice de propagare. Se pot obţine pe cale grafică toate mărimile care interesează pentru asemenea structuri. Metoda prezintă în afara unei economii de efort de calcul avantajul unor posibilităţi mai reduse de erori de calcul şi acela că permite o serie de concluzii legate de influenţa diferiţilor parametri asupra comportării structurii.

## ANEXĂ

Diagrama circulară se obţine prin transformarea conformă a planului admitanţelor complexe $y$ (sau a impedanţelor complexe $z$):

$$\rho = \frac{1-y}{1+y} \tag{1}$$

cu transformarea inversă

$$y = \frac{1-\rho}{1+\rho} \tag{2}$$

Curbele de susceptanţă constantă au ecuaţia

$$y - y^* = j\,2\,b_0 = const \tag{3}$$

care prin înlocuirea ecuaţiei (2) devine

$$\rho\,\rho^* + \rho\left(1 - j\,\frac{1}{b_0}\right) + \rho^*\left(1 + j\,\frac{1}{b_0}\right) + 1 = 0 \tag{4}$$

ecuaţie care reprezintă evident un cerc în planul complex.

Locul geometric în planul $\rho$ al admitanţelor în punctul situat la o distanţă dată de un punct pentru care s-a construit o curbă-loc a admitanţelor (4) se obţine prin rotirea cu un unghi $\theta$ a planului $\rho$, deci prin schimbarea de variabilă.

$$\bar{\rho} = \rho\, e^{j\theta} \tag{5}$$

prin care ecuaţia (4) devine

$$\overline{\rho\,\rho}^* + \bar{\rho}\left(1 - j\,\frac{1}{b_0}\right) e^{-j\theta} + \bar{\rho}^*\left(1 + j\,\frac{1}{b_0}\right) e^{j\theta} + 1 = 0 \tag{6}$$

Putem vorbi deci de familia de cercuri din planul care reprezintă cercurile de susceptanţă constantă rotite cu un unghi oarecare $\theta$. Se vede că criteriul care defineşte această familie este acela ca în ecuaţia complexă a cercului termenul liber să aibă acelaşi coeficient ca termenul în $\overline{\rho\,\rho}^*$.

Familia de cercuri $C$ definită astfel cuprinde în ea ca o submulţime familia cercurilor de susceptanţă constantă. Omologele acestor cercuri în planul $y$ vor forma deci o familie în cadrul căreia, ca o submulţime, vor intra dreptele paralele cu axa absciselor. Membrii acestei familii vor fi — evident — tot cercuri (conform caracterului transformării). Să stabilim criteriul de recunoaştere a cercurilor omologe familiei $C$ în planul $y$. Pentru aceasta vom introduce notaţia:

$$\left(1 + j\,\frac{1}{b_0}\right) e^{j\theta} = \rho_0 \tag{7}$$

prin care ecuaţia (6) devine:

$$\bar{\rho}\,\bar{\rho}^* + \bar{\rho}\,\bar{\rho}_0^* + \bar{\rho}^*\,\bar{\rho}_0 + 1 = 0 \tag{8}$$

Vom face transformarea inversă, pentru a reveni în planul $y$, după care vom obţine

$$y\,y^* + y\,\frac{\bar{\rho}_0^* - \bar{\rho}_0}{2 - \bar{\rho}_0^* - \bar{\rho}_0} + y^*\,\frac{\bar{\rho}_0 - \bar{\rho}_0^*}{2 - \bar{\rho}_0^* - \bar{\rho}_0} + \frac{2 + \bar{\rho}_0^* + \bar{\rho}_0}{2 - \bar{\rho}_0^* - \bar{\rho}_0} = 0 \tag{9}$$

sau notînd:

$$\rho_0 = u + j\,v \tag{10}$$

$$yy^* - j\,\frac{v}{1-u}\,y + j\,\frac{v}{1-u}\,y^* + \frac{1+u}{1-u} = 0 \tag{11}$$

Din această ecuaţie se vede că criteriul familiei de cercuri $\Gamma$ din planul $y$ — omologe familiei $C$ din planul $\rho$ — este faptul că coeficientul cu care intră variabila $y$ este pur imaginar, deci că toate aceste cercuri au centrul pe axa imaginară. Este acum evident că dreptele paralele cu axa reală reprezintă o submulţime a mulţimii $\Gamma$.

Transformarea care constă în adăugarea în fiecare punct al unei curbe din planul $\rho$ a unei anumite susceptanţe, revine în planul $y$ la o translaţie paralelă cu axa imaginară. Ea transformă un cerc din mulţimea $\Gamma$ într-un cerc din aceeaşi familie — respectiv aplicată în planul $\rho$ unui cerc din familia $C$ — nu îl va scoate din această familie.

# Note tehnice externe

### O problemă grea: desenul tehnic

Administrația aviației britanice a constatat că inginerii nu știu să se exprime clar prin scheme și diagrame. De aceea ea sugerează cîteva reguli pentru întocmirea schemelor electrice ca diagrame funcționale: ordinea fluxului principal de informație trebuie să fie cu rigurozitate de la stînga spre dreapta; legăturile se reprezintă prin linii de diferite lungimi, prevăzute și cu săgeți pentru indicarea ordinei funcționale, eventual serii de săgeți de tipuri diferite în cazul unor procese reversibile. Se consideră că noile principii în privința desenului tehnic trebuie dezvoltate și generalizate.

(Din „The radio and electronic engineer", decembrie, 1964)

### O cameră anecoică pentru microunde

Prin cameră anecoică se va înțelege, și în cazul microundelor, o cameră a cărei geometrie să împiedice ajungerea undelor reflectate la aparatele de măsură. Camera realizată de o întreprindere din Statele Unite pentru studiul antenelor pentru microunde are o zonă lipsită de reflexii cilindrică de 2 m diametru, sala avînd o lungime de 25 m și o secțiune în formă de stea cu 4 brațe rotunjite. Pereții sînt căptușiți cu un absorbant. Nivelul energiei reflectate a fost găsit, din măsurători, cu peste 54 dB sub nivelul energiei utile.

(Din „Philips Telecommunication Review", decembrie, 1964).

### Un nou tip de centură de siguranță

Poșta britanică a introdus un model nou de centură de siguranță pentru liniori, costituită din terilen, capabilă să suporte o tensiune de 2,6 t în partea din spre stîlp și de 1,3 t în partea care înconjură trupul. Părțile metalice sînt la fel ca și la vechea centură de piele. Alegerea terilenei s-a bazat pe proprietatea acesteia de a prelua mai bine șocurile și pe rezistența ei la lumină, climă și umezeală, considerîndu-se că o centură trebuie să împiedice căderea din cauza unei mișcări greșite sau să susțină pe lucrător, dar nu să-l oprească din cădere. Altfel, inul este materialul cel mai puțin deformabil și care suportă forțele cele mai mari, iar nylonul are o rezistență la rupere mai mare decît terilenul, fiind dezavantajat doar de faptul că este mai deformabil; terilenul nu se rupe la șocuri bruște, nici nu se deformează prea mult la eforturi continui. Noua centură se scoate din uz cînd alungirea căpătată depășește o anumită dimensiune. Centura de terilen poate înlocui atît centura pentru stîlpi de lemn, cît și pe cea a piloniștilor radio. Este un progres tehnic care ar merita să fie generalizat.

(Die „The post office electrical journal" ianuarie, 1965)

### Criotroane miniatură

Noile tipuri de criotroane elaborate de firma Bell sînt constituite din pelicule subțiri suprapuse: elementul poartă este o bandă de staniu de 0,5 mm lățime peste care este dispus încrucișat circuitul de comandă sub forma unui fir de 0,12 mm lățime din plumb, separat de primul printr-o peliculă izolantă, de 8 000 angstromi grosime. Un element interesant este format dintr-un conductor cu două brațe egale, paralele, conectate între ele la capete; dacă, în stare de supraconducție, unul din ele a fost blocat printr-un impuls de curent corespunzător în circuitul său de comandă, el rămîne blocat și după dispariția acestei cauze, curentul continuînd să treacă numai prin celălalt braț, deși ambele au rezistență nulă. Astfel acest element crioelectric microscopic are proprietățile unui circuit basculant, cu aplicații în mașini de calcul, memorii, automatică. Într-un patrat cu latura de 7 cm intră 120 circuite basculante, 580 circuite ȘI și 230 circuite SAU. Temperatura de lucru este de 4,2° K. Costul de fabricație este foarte redus, dar cel al întreținerii este încă ridicat.

(Din „Bell Laboratories Record", decembrie, 1964)

### Maser cu hidrogen utilizat ca etalon de frecvență

Noul maser cu hidrogen model H 10, produs de Warian, A. G. este utilizat în laborator pentru măsurarea frecvențelor și a timpului, cu o precizie mărită. Stabilitatea sa este mai bună de $5 \cdot 10^{-13}$ (valoare medie pentru durate de măsurare de o oră și chiar mai mult), respectiv mai bună decît $1 \cdot 10^{-13}$, (valoare medie pentru durate de măsurare de 10 s). Compararea a două masere cu hidrogen în decursul unui an, nu a prezentat nici un fel de abateri mai mari. Diferența maximă relativă de frecvență a atins valoarea de numai $2 \cdot 10^{-12}$. În aceasta sînt cuprinse și abaterile datorită multiplelor reajustări la punctul optim de funcționare.

Maserul cu hidrogen se livrează gata de funcționare și el nu trebuie decît să fie racordat la rețea. Puterea electrică cerută este mică și el nu necesită o întreținere specială. În laborator, maserul cu hidrogen poate fi utilizat cu etalon de frecvență, pentru etalonarea oscilatoarelor de precizie. În telecomunicații el este utilizat pentru determinarea celor mai mici variații de frecvență; iar în spectroscopie pentru rezolvarea cea mai fină a unui spectru de înaltă frecvență. În maserul cu hidrogen, atomii de hidrogen, care în mod normal sînt grupați pereche sub formă de molecule, separați printr-o descărcare electrică, sînt aduși în formă de fascicul și dirijați printr-un magnet permanent cu șase poli. Cîmpul magnetic permite trecerea numai a atomilor cu energie ridicată. Atomii cu energie mai mică sînt îndepărtați din fascicul. Fasciculul sortat astfel, ajunge apoi în sfere de acumulare cu pereți tratați. Acolo, pe o durată de aproape 1 s, fiecare atom reacționează cu un cîmp de înaltă frecvență. Această influențare reciprocă de lungă durată duce la o rezonanță foarte ascuțită, respectiv la o stabilitate foarte ridicată a frecvenței. Cîmpul acestor microunde realizează un rezonator electromagnetic cu cavitate. El este racordat pe frecvența atomilor de hidrogen de 1,42 GHz. Atomii cu mare energie, excitații pe rezonanța lor proprie, radiază energie în acest rezonator cu cavitate. O parte din aceasta este preluată și utilizată ca semnal util.

(Din „Elektronik", nr. 10, 1964).

### Propagarea în atmosferă a semnalelor radio și celor luminoase generate de laser

Specialiștii americani fac experiențe, conform unui program care prevede studierea propagării în atmosferă a semnalelor luminoase și semnalelor radio cu frecvența foarte înaltă.

Semnalele luminoase sînt generate de un laser pe bază de heliu și neon, care funcționează în regim de emisiuni neîntrerupte (lungimea de undă este de 6 328 angstromi), timp de 4—5 ore, o dată pe săptămînă. (Experiențele proiectate vor fi efectuate și în regim de emisiune neîntreruptă de cîte 24 de ore). Experiențele se fac noaptea. Lățimea razei laserului de ieșire este de circa 25 s de unghiu. Laserul este instalat pe o culme în regiunea Dayton. Pentru recepționarea semnalelor laserului se folosește un telescop reflector. Telescopul amplifică semnalele laserului de aproximativ 15 000 ori. Datele inițiale ale telescopului sînt înregistrate pe o bandă magnetică pentru analiza ulterioară.

Pentru transmiterea și recepționarea semnalelor radio cu frecvențe foarte înalte sînt folosite emițătoare care funcționează pe o frecvență de circa 10 000 mHz (în gama undelor de 3 cm). Antena de transmisie a Universității Dayton este orientată spre un post de recepție al forțelor militare aeriene ale S.U.A.

În prezent, experiențele privind propagarea semnalelor luminoase și a semnalelor radio se fac în condiții meteorologice optime. Ulterior, experiențele vor fi efectuate în condiții meteorologice nefavorabile.

(Din „B.T.S.", octombrie, 1964).

### Laser pe bază de reacție fotochimică

Revista engleză „New Scientist" semnalează realizarea la Universitatea din California a unui laser care funcționează pe baza descompunerii gazului metan în urma iluminării puternice. După cum se știe, pentru obținerea efectului laser, majoritatea atomilor substanței folosite trebuie să fie la un moment dat în stare de excitație. La majoritatea tipurilor de lasere, această excitație nu este însoțită de transformări chimice suferite de substanță. La unele lasere cu gaz, acesta se poate descompune în elemente componente sub acțiunea bombardării electronice, în urma cărui fapt unul din produșii descompunerii se află în stare de inversiune.

La laserul realizat la Universitatea din California se folosește ca substanță de lucru gaz metan în care unul din atomii hidrogenului este înlocuit cu atom de iod, adică $CH_3J$. Cînd acest gaz se descompune sub acțiunea energiei luminoase, apare iodul liber care se află în stare de excitație. Energia atomilor de iod scade, în urma cărui fapt are loc emisia de radiație în banda infraroșie pe unda de 13 150 angstromi. Restul de grupe metalice $CH_3$ se combină în perechi formînd etanul.

O caracteristică distinctivă a acestui laser este amplificarea puternică, care este mai mare decît la orice alt laser cu gaz.

Din „New Scientist", ianuarie, 1965).

### Tub videocaptor sensibil la radiații infraroșii

În R.D.G. se fabrică tuburi videocaptoare de tipul vidiconului, sensibile la radiații infraroșii, denumite endicoane, de tipul F 2, 5Ml—UR.

Acest tub folosește un strat fotosensibil din material semiconductor special, a cărui sensibilitate este între $400 \cdot 10^{-9}$ m pînă la aproximativ $1\,900 \cdot 10^{-9}$ m. Posedînd o gamă largă a sensibilității spectrale, tubul poate fi folosit pentru transmiterea imaginilor de televiziune, atît în domeniul vizibil al radiațiilor luminoase, cît și în cel infraroșu.

Prin utilizarea unei combinații reușite de cîteva straturi de semiconductoare sensibile au fost atenuate mult fenomenele inerțiale, condiționate de fotoefectul interior și care apar la transmiterea obiectelor mobile sub formă de imagini multiple.

O calitate deosebită a endiconului constă în aceea că inerția lui remanentă nu depinde de intensitatea luminoasă.

(Din „Radio", ianuarie, 1965).

### Un nou tub de codificare pentru modulația în cod prin impulsuri (MCI)

Pentru (MCI) la care un semnal continuu trebuie să se transforme într-o succesiune de impulsuri, ale cărei număr și dispunere corespund unei anumite valori a amplitudinii, întreprinderea Siemens a realizat un nou tip de tub de codificare. Un fascicul electronic în formă de cilindru simetric, generat de o sursă inelară de electroni, este dirijat spre diferite puncte ale unei măști de codificare, în funcție de valoarea instantanee a amplitudinii semnalului. Această mască este prevăzută cu o repartiție bine determinată de orificii. Pe electrozii receptori, aflați în spatele acestor orificii se captează impulsurile care sînt utilizate la modularea unui emițător, după o prelucrare corespunzătoare.

(Din „Funk Technik", noiembrie, 1964).

### Sistem de 12 MHz pentru cablul coaxial Stockholm-Sundsvall

Densitatea mare a abonaților telefonici (40 abonați la 100 locuitori) din Suedia impune utilizarea echipamentelor speciale de curenți purtători. Cel mai nou sistem de curenți purtători de bandă foarte largă este sistemul V 2700/TV, care pentru o lățime de bandă de circa 12 MHz permite transmiterea simultană a 2700 convorbiri telefonice pe două perechi coaxiale; în locul a 1 500 căi telefonice se poate transmite un canal de televiziune cu lățimea de bandă de 6 MHZ. Între Stockholm și Sundsvall pe o distanță de 400 km sînt instalate trei perechi de cabluri coaxiale; o pereche servește ca bază pentru sistemul V 2700, a doua pentru 1 200 căi telefonice și un canal de televiziune iar cea de a treia pereche servește ca rezervă pentru cele două sisteme. Stațiile repetoare se succed la distanțe de 4,5 km; sînt utilizate în total 85 de stații repetoare fără personal care sînt alimentate și supravegheate de la distanță. Pe traseul menționat au funcționat pînă la punerea în funcțiune a sistemelor V 2700, sisteme de tipul V 960, la care distanța dintre stațiile repetoare era de 9 km. Lucrările de intercalare a repetoarelor precum și toate celelalte lucrări care au fost necesare a se executa pe cabluri s-au efectuat fără întreruperea funcționării sistemelor V 960.

Cu toate că noile sisteme V 2700 permit un număr mare de convorbiri, se consideră că în cîțiva ani toate căile vor fi ocupate; în acest scop se fac de acum proiecte de perspectivă pentru alte posibilități de extensie a echipamentelor.

Instalațiile folosite în stațiile repetoare sînt tipizate și permit separarea sau introducerea de căi. Distribuția pe grupe corespunde recomandărilor CCITT (piloturi de grup). Sistemele de alarmă reacționează chiar la întreruperile de 5 ms ale pilotului.

(Din „Siemens Zeitschrift", nr. 7, 1964).

### Mașini comandate pe cale vocală

În străinătate s-a realizat un dispozitiv de comandă pentru mașini, care reacționează la comenzi vocale. Vocea omenească este utilizată ca generator de impulsuri pentru procesul de comutare. Ea permite ca prin intermediul acestui dispozitiv mașina să fie pornită și oprită și poate chiar să acționeze asupra reglajului ei. Comenzile aplicate prin intermediul unui microfon se dirijează spre dispozitivul de comandă și acționare, iar acolo se transformă în impulsuri electrice corespunzătoare. Dispozițiile trebuie să fie rostite clar și ele să fie însoțite de observația „executarea", pentru a evita erorile care ar putea fi provocate de discuțiile efectuate în apropierea mașinii.

Dispozitivul este utilizat acolo unde personalul de deservire trebuie să aibă ambele mîini libere pentru prelucrarea piesei. În afară de aceasta cu acest dispozitiv se pot lărgi foarte mult posibilitățile de utilizare în procesul de muncă a persoanelor cu defecțiuni corporale. Acest dispozitiv are o mare importanță și pentru reducerea accidentelor de muncă.

(Din „Radio und Fernsehen", ianuarie, 1965).

### Sistem electronic pentru verificat bilete

De curînd, pe liniile care deservesc transportul publicului din Manchester (Anglia) și Frankfurt/Main (R.F. Germană) s-a pus în exploatare un sistem electronic pentru verificarea biletelor. Noul sistem este destinat liniilor pe care funcționează autovehicule cu autotaxare (numai cu conducător), astfel că pasagerii își scot biletele de la aparatele automate, care sînt montate în stațiile terminale și intermediare de pe traseul acestor linii de autovehicule.

Biletul — care este conceput astfel încît să nu poată fi falsificat și care este prevăzut la un capăt cu un marcaj metalic — este introdus de către un pasager, la urcare, în aparatul electronic de verificare. Aparatul de control este montat chiar la ușa de intrare, lîngă conducător. Aparatul „citește" marcajul metalic și dacă biletul este valabil, taie automat cu un mic foarfece —ghilotină capătul cu marcaj metalic, care se reține pentru un eventual control ulterior.

Biletul este totodată ștampilat cu numărul liniei respective, cu data, ora și zona călătoriei, ceea ce face imposibil să treacă neobservat un bilet necorespunzător. În cazul în care se introduce un bilet în mod necorect, sau după ce marcajul metalic a fost tăiat, sau dacă se folosește un carton similar, conducătorul este avertizat automat de un dispozitiv special. Pasagerii care nu și-au procurat bilete înainte de urcare, le pot obține în autovehicul, de la o mașină automată.

În cazul în care se folosesc bilete cu corespondență, sau bilete pentru mai multe călătorii, biletele sînt prevăzute cu marcaje metalice suplimentare, fiecare marcaj fiind tăiat la călătoria respectivă.

Se consideră că noul sistem aplicat pe liniile pe care circulă autovehicule cu un singur conducător va reduce în mod

considerabil timpul necesar eliberării biletelor, luarea banilor şi dării restului, va mări numărul de pasageri care pot folosi un acelaşi vehicul şi va înlătura posibilitatea fraudelor.

(Din „Electronic Engineering", decembrie, 1964)

**Întrebuinţarea centralizată a calculatoarelor electronice**

Maşinile electronice universale mari pot fi folosite de către orice birou de studii sau proiectare şi chiar de la domiciliul inginerilor prin instalarea în locurile de muncă a teleimprimatoarelor conectate prin simple circuite telefonice la calculatorul electronic. Astfel, efectuarea oricăror calcule se poate face cu transmiterea imediată a datelor problemei şi a rezultatului, în limita eliberării circuitului.

(Din „Electronics", decembrie, 1964)

**Voltmetru cu indicaţie numerică**

Prin aplicarea noilor metode de convertire analogo-numerică, o firmă engleză a realizat un voltmetru numeric, a cărui construcţie nu necesită folosirea unui număr prea mare de piese componente cu toleranţe foarte riguroase.

Aparatul este un voltmetru cu trei decade, care poate fi racordat la 100/125 şi 200/225 V, 50/60 Hz. Aparatul are patru domenii de măsurare de 1, 10, 100 şi 1 000 V. Sensibilitatea acestui voltmetru este suficient de mare pentru măsurări cu aproape toate tipurile de termoelemente uzuale, astfel încît la un domeniu de măsurare de 100°C să se obţină o rezolvare de 0,1 grd.

Cu ajutorul unui comutator de selectare se pot înlătura primele 1 000 impulsuri aplicate la aparat, astfel încît domeniul de măsurare poate fi practic extins la dublu. Aparatul mai are un întreruptor principal pentru conectare şi un întreruptor pentru alegerea domeniului de măsurare.

Cifrele indicatoare sînt clare, iar virgula este aşezată automat la locul cuvenit, atunci cînd s-a comutat domeniul de măsurare. Durata maximă de indicare este de 10 ms. Aparatul este echipat integral cu tranzistoare şi permite să se efectueze circa 20 măsurări pe secundă. El poate fi furnizat şi sub formă de sertar.

(Din „Regelungstechnik", decembrie, 1964)

## *Referate*

BOSC, R. **Cu privire la tehnica filtrelor electromecanice**, Cables et Transmission 18 (1964) ,nr. 4, octombrie, pag. 296—306, 12 fig., 13 ref. bibl.

Filtrele electromecanice se bazează pe fenomenul de propagare a unei unde elastice într-un corp solid izotrop şi sînt formate din elemente de formă simplă pentru care se pot obţine deformaţii de un singur fel : (tensiune sau compresiune, tensiune, încovoiere, forfecare), ceea ce permite simplificarea analizei matematice a proprietăţilor de filtrare. Funcţia de filtru electric implică transformarea vibraţiilor mecanice în mărimi electrice de aceeaşi frecvenţă ; această transformare este realizată de transductoarele montate la fiecare extremitate a reţelei mecanice. Alături de structurile de filtre electromecanice clasice, cuprinzînd rezonatoare metalice şi traductoare de tip magnetostrictiv, s-au elaborat recent noi structuri de filtre electromecanice şi anume : rezonatoare în H (în care liniile verticale reprezintă rezonatoarele, iar linia orizontală, elementul de cuplaj), rezonatoare ceramice feroelectrice pentru frecvenţe cuprinse între cîţiva kiloherţi şi 10 Hz şi rezonatoare de elinvar formate din două diapazoane cuplate mecanic pentru joasă frecvenţă. La construcţia filtrelor electromecanice, dificultatea principală constă în eliminarea modurilor de vibraţie secundare.

Paralel cu dezvoltarea filtrelor electromecanice, au fost studiate şi realizate linii de întîrziere magnetostrictive, precum şi structuri mixte giratoare din materiale magnetostrictive şi piezoelectrice.

COLIN, J. E. şi ALLEMANDOU, P. **Reducerea numărului inductanţelor unor filtre de bandă clasice cu atenuare de inserţie prin utilizarea autotransformatoarelor**, Cables et Transmission, (1964), nr. 4, octombrie, pag. 341—345, 17 fig., 3 ref. bibl.

Autotransformatoarele pot fi introduse în schemele filtrelor de bandă cu ajutorul transformării lui Norton, dar, prin această transformare, numărul inductanţelor nu se micşorează. Se arată că prin aplicarea de două ori a transformării lui Norton la un filtru de bandă simetric cu atenuare de inserţie, avînd doi poli la frecvenţele joase şi un pol la frecvenţele înalte, se obţine o schemă care cuprinde patru inductanţe (dintre care două autotransformatoare) şi şase capacităţi în timp ce schema iniţială cuprindea şase inductanţe şi cinci capacităţi. Metoda este apoi extinsă la un filtru de bandă cu atenuare de inserţie avînd atenuarea compusă, cu comportare Cebîşev, atît în banda de trecere cît şi în benzile de oprire ; în acest mod se obţine un filtru transformat care conţine două inductanţe mai puţin decît filtrul iniţial. Un filtru de bandă simetric cu comportare Cebîşev avînd atenuarea compusă în banda de trecere, calculat printr-o metodă de sinteză, cuprinde trei inductanţe şi cinci capacităţi ; prin aplicarea de două ori a transformării lui Norton se obţine un filtru transformat care are trei inductanţe (dintre care două autotransformatoare) şi trei capacităţi, cu două capacităţi mai puţin decît filtrul iniţial. Sensibilitatea curbei de atenuare compusă a acestor filtre transformate este comparabilă cu cea a filtrelor în scară.

GÄRTNER, H. **Întreţinerea raţională a instalaţiilor de telecomunicaţii**, Der Fernmelde Praktiker (1965) martie, nr. 3, pag. 49—51, 12 ref. bibl.

De la simpla depanare a defecţiunilor după producerea lor, exploatarea telecomunicaţiilor a trecut la întreţinerea profilactică planificată, obţinînd o reducere însemnată a numărului întreruperilor din funcţionare. Diversele administraţii PTT au întocmit norme de întreţinere şi au normat timpii operaţiilor de întreţinere, au studiat statistic deranjamentele şi au raţionalizat organizarea întreţinerii. Răspîndirea teritorială a unităţilor PTT şi varietatea specificului tehnic împiedică raţionalizarea înaintată a întreţinerii. S-a constatat că întreţinerea profilactică nu este convenabilă, necesitînd deplasări scumpe şi obositoare ale tehnicienilor, consum mai mare de piese şi de tuburi, uzînd mai repede echipamentul şi chiar generînd deranjamente imediat după efectuarea ei. De aceea, de cca 10 ani se studiază pe plan mondial o modificare în organizarea întreprinderii : o cale mijlocie între profilaxie şi depanare pură. Metodele preconizate nu constituie încă o disciplină coerentă ; se enumeră proiectarea redundantă a echipamentului, supradimensionarea, asigurarea climatizării încăperilor cu echipament ţinînd seama de influenţa temperaturii ambiante asupra vieţii pieselor, protecţia contra prafului şi a agenţilor corozivi, dotarea cu aparate de măsură pentru o depanare rapidă şi în cel mai înalt grad ridicarea calificării personalului, pe măsura introducerii echipamentelor mai uşor de întreţinut dar bazate pe o tehnică nouă. Atingerea unor indici de reliabilitate, fidelitate şi stabilitate ridicaţi necesită : să se stabilească precis, ca norme interne, indicii calitativi consideraţi ; să se măsoare periodic indicii atinşi ; să se ţină statistica defecţiunilor, prelucrîndu-se datele şi deducîndu-se pe baza lor îmbunătăţirile de norme de consum şi de întreţinere posibile ; să se utilizeze amplu anchetele la publicul beneficiar. Controlul automat al indicilor s-a dovedit neraţional şi scump cu excepţia incintei centralelor telefonice automate.

În Olanda cercetările pentru raţionalizarea întreţinerii sînt avansate. S-a creat un birou de control al calităţii în cadrul direcţiei PTT şi se preconizează dezvoltarea anchetelor printre beneficiari şi antrenarea industriei în această acţiune. Studii experimentale s-au făcut şi în Anglia şi S.U.A. Astfel, s-a demonstrat că selectoarele întreţinute cu regularitate au avut un indice de întreruperi mai rău de cît cele şterse doar de praf. Un selector a fost reglat de 10 ori la rînd de zece specialişti, fiecare considerînd că reglajul făcut de celălalt nu este satisfăcător ; acelaşi specialist şi-a refăcut ca nesatisfăcător

propriile lui reglaje. În concluzie o calitate satisfăcătoare şi o întreţinere economică impun cît mai multă atenţie la proiectarea echipamentului şi cît mai rare intervenţii ale omului în cursul exploatării.

HARMUTH, H. **Capacitatea de transmisie a canalelor de telecomunicaţii în baza generalizării noţiunii de frecvenţă,** Archiv der Elektrischen Übertragung (1965) nr. 3, martie, pag. 125—133, 11 ref. bibl.

Capacitatea unui canal de comunicaţie este definită, după Shannon, în funcţie de lărgimea de bandă, numai din obişnuinţă, dar nu în toate cazurile această definiţie se aplică (exemplu, un canal constînd dintr-un registru digital binar, un circuit cu caracteristică de filtrare lentă). În general un semnal este o funcţie F(Ø), care se poate descompune, în diverse moduri, în serii de funcţii ortogonale între ele. Analiza prin serie Fourier este un caz particular. Parametrul $Ø = t/T$ se poate alege în funcţie de timpul de eşantionare dorit, de mărimea căruia depinde inteligibilitatea. Alegerea funcţiilor trigonometrice a fost provocată de caracterul lor simplu şi de faptul că ele sînt funcţii proprii pentru circuitele oscilante; pentru linii, însă, ele n-au nimic particular şi soluţiile proprii depind de forma funcţiei iniţiale şi de condiţiile limită.

Alegîndu-se un sistem general de perechi de funcţii normate ortogonale, $f_{ci}$ (Ø) şi $f_{si}$ (Ø) se ajunge la o generalizare a legii lui Shannon, sub forma $C = \ln r_0 + \sum_{i=1}^{m} \ln r_c(i) + \ln r_s(i)$ unde $r_0$, $r_c$ $(i)$, $r_s$ $(i)$ sînt numărul maxim posibil de coeficienţi din dezvoltare (de la un rang $i \geqslant m$ aceştia devin 1). În cazul $r_0 = r_c(i) = r_s(i)$ se obţine $C = (2m + 1)\ln r$, unde $2m + 1$ corespunde cu banda, iar $r$ cu raportul puterii utile către puterea de zgomot din formula lui Shannon. Corespondenţa aceasta este demonstrată formal.

GOUVENAIN, A. **Factorul de zgomot al tranzistoarelor,** Toute Électron, 31 (1964) nr. 291, decembrie, pag. 495—498, 10 fig.

Curba factorului de zgomot la tranzistoare, în funcţie de frecvenţă prezintă trei regiuni: a) domeniul limitat superior de o frecvenţă $f_1$ (circa cîteva sute de hertz) în care factorul de zgomot scade cu 3 dB/octavă; acest zgomot este datorat semiconductorului, natura sa nefiind binecunoscută; b) într-un domeniu cuprins între $f_1$ şi $f_2$ zgomotul se datorează numai efectului termic şi de alice rămînînd practic constant; în general valoarea sa în această regiune este de 1...4 dB; c) în domeniul limitat inferior de $f_2$ zgomotul creşte cu 6 dB/octavă şi se datorează scăderii amplificării tranzistorului; $f_2$ este proporţional cu frecvenţa de tăiere în montaj cu bază comună şi invers, proporţional cu radicalul factorului de amplificare $\beta$ în schema cu emitorul comun. Factorul de zgomot al tranzistoarelor variază în funcţie de rezistenţa sursei şi în general are o valoare minimă pentru valori între 0,8...1 kΩ pentru joasă frecvenţă şi 10 kΩ pentru tranzistoarele de înaltă frecvenţă. El creşte o dată cu creşterea curentului şi tensiunii de colector; deci etajul de intrare trebuie să lucreze cu curenţi şi tensiuni mici. Totuşi sub o anumită limită factorul de zgomot creşte repede. La tranzistoarele cu efect de cîmp, factorul de zgomot, este foarte redus, de aproximativ 1 dB.

LOHRMANN, G. **Tranzistoarele epitaxiale-planar cu siliciu, construcţie. proprietăţi, aplicaţii,** STZ, 61 (1964), nr. 47, noiembrie, pag. 949—961, 26 fig., 4 tabl., 9 ref. bibl.

Deşi tranzistoarele cu siliciu prezintă avantaje faţă de cele cu germaniu, s-a impus totuşi perfecţionarea lor pentru a corespunde cerinţelor puse cu privire la curenţi mari de colector, frecvenţă limită, amplificarea de curent şi curenţii reziduali de colector. În timp ce cu tranzistorul mesa s-a putut obţine o frecvenţă limită foarte înaltă, abia datorită tranzistorului planar s-a putut realiza un curent rezidual de colector de valoare slabă şi constantă în timp. În plus, prin folosirea unui material cu rezistivitate electrică foarte joasă şi prin aplicarea unui procedeu epitaxial special, s-a reuşit să se perfecţioneze tranzistorul n-p-n cu siliciu planar, astfel încît chiar pentru curenţi de colector de valoare mare, tensiunea de cot să fie mică, iar factorul de amplificare în curent să fie mare. Acest tranzistor reprezintă în prezent ultima treaptă de perfecţionare a tranzistorului cu siliciu. Se descrie construcţia şi proprietăţile tranzistorului epitaxial planar şi aplicaţiile lui ca element de conectare, în circuitele de logică, ca amplificator de joasă frecvenţă şi de curent continuu.

BIRD, RICHARD M. **Amplificator electrometric fără derivă, echipat cu tranzistoare, pentru aplicaţii spaţiale,** Solid State Technol. (1964) octombrie, pag. 18—24, 19 fig., 1 tabl.

Cercetările spaţiale necesită aparatură capabilă să măsoare curenţi foarte mici, de ordinul $10^{-12}$A. Sistemele folosite de obicei sînt amplificatoarele cu tub electrometric sau cele cu capacitate cu lamă vibrantă. La cele cu tub electrometric, deriva este mare şi ajunge la 1 mV/h, valoare inacceptabilă pentru tipul de aplicaţii studiat. Amplificatoarele cu capacitate cu lamă vibrantă au derivă mică şi permit măsurarea unuî curent de intrare de $10^{-22}$A; dezavantajul lor constă în dimensiunile mari ale capacităţii. S-a realizat un tip nou de amplificator cu derivă mică şi cu curent minim de intrare de $10^{-15}$A. Principiul constă în aplicarea unei forme de undă dreptunghiulară la bornele unei diode de detecţie, semnalul fiind astfel direct modulat de frecvenţa semnalului dreptunghiular. Urmează un amplificator de c.a. echipat cu tranzistoare, cu etajul de intrare realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp pentru obţinerea unei impedanţe mari de intrare. Nivelul tensiunii de ieşire este 0 la +5 V, liniaritatea 3% şi deriva pe durată lungă 0,5 μV.

FRAPPART, P. **Micromodulele,** Electron. Profess (1964) nr. 343, noiembrie pag. 64—65, 4 fig., 2 tabl.

Evoluţia materialelor electronice în domeniul miniaturizării comportă mai multe etape în funcţe de numărul de piese ce se pot asambla pe unitatea de volum.

Cînd densitatea pieselor depăşeşte 10 elemente cm³, se folosesc piese detaşate, realizate după noile procedee tehnologice, sau se concep direct ansambluri corespunzătoare unor funcţiuni determinate. Circuitele miniatură compuse din 5...10 piese/cm³ utilizează piese componente a căror realizare derivă din procedeele de fabricaţie clasice, astfel că se poate uşor obţine o transpunere a circuitelor clasice.

În afară de aceasta s-au pus la punct ansambluri de dimensiuni foarte reduse, 10 piese constituind un ansamblu de 5 × 20 × 8 mm³. Se descrie fabricarea suporturilor, conductorilor, rezistenţelor şi condensatoarelor folosite pentru construirea acestor ansambluri şi se dau caracteristicile lor. Materialele ceramice folosite în aceste blocuri sînt de compoziţii asemănătoare şi servesc în acelaşi timp de strat de bază şi de suport pentru rezistenţe şi dielectrici. Circuitul este întărit prin acoperirea cu un strat subţire de aliaj Sn-Pb-Ag., apoi urmează sudarea pieselor din micromodul în condiţii prestabilite de presiune şi temperatură. Ansamblul este apoi acoperit cu un lac subţire şi flexibil şi mulat cu o răşină epoxidică, ceea ce îi asigură o bună protecţie mecanică şi climatică.

ROBINSON, D. D. **Utilitatea, sub aspect economic, a circuitelor integrate,** Electronics, 37 (1964) nr. 27, octombrie, pag. 58—64, 13 fig., 2 tabl.

Ţinînd seama de costul ridicat de fabricaţie al circuitelor integrate, procesul tehnologic respectiv presupunînd etape succesive de depuneri, mascări, decapări, toate realizate cu un grad mare de precizie, utilitatea lor în diferite aplicaţii, depinde în mare măsură de cantitatea produsă, de varietatea existentă de interschimbabilitatea eventuală, precum şi de posibilităţile de modificare a unor circuite existente. Cît priveşte aplicaţiile posibile, varietatea existentă de circuite logice integrate, poate satisface necesităţile multor dispozitive numerice, dar este deseori insuficientă pentru aplicaţiile analogice. Se analizează amănunţit sub aspect tehnico-economic, posibilităţile de modificare a circuitelor prin modificarea unor conexiuni existente, posibilităţi descrise în legătură cu diferite metode de mascare, precum şi cu diferite procedee de realizare a legăturilor.

GNEDENKO, B. V. **Dublarea cu restabilire**, Izv. AN SSSR, Tehn. kibernetika, (1964) nr. 5, sept-.oct., pag. 111—118. 2 tabl., 6 ref. bibl.

Una dintre formele cele mai răspîndite pentru mărirea siguranței de funcționare a echipamentelor de precizie este dublarea lor, adică introducerea în sistem a unui echipament suplimentar care să poată îndeplini aceleași funcții ca și echipamentul principal. În funcție de starea în care se găsește echipamentul de dublare există rezervă conectată în sarcină, rezervă neconectată în sarcină și rezervă simplificată. Se analizează problemele distribuției duratei de funcționare în bune condiții a unui sistem dublat în premisa că durata de funcționare în bune condiții a echipamentului se supune unei distribuții exponențiale iar repararea echipamentului defectat restabilește în întregime proprietățile acestuia. Se analizează amănunțit cazul unui echipament de rezervă aflat în regim simplificat și se demonstrează două teoreme limită în cazul că durata de restabilire este mult mai mică decît durata funcționării ireproșabile a echipamentului.

WILSON, J. P. **Progrese în domeniul laserului obținute în Anglia**, Elektronische Rundschau, 18 (1964) nr. 11, noiembrie, pag. 621—622.

În Anglia, progresele realizate în tehnica laserelor au avansat atît de mult, încît patru întreprinderi oferă acum aparate gata de utilizat în condiții favorabile de preț și cu termene foarte scurte de livrare (într-un caz, de numai șapte zile). Una din aceste întreprinderi dispune de trei tipuri imediat livrabile (două lasere diferite cu rubin și un laser cu gaz).

Acest progres se bazează pe recunoașterea importanței viitoare a laserelor ca unelte, ca auxiliare de cercetare și învățămînt, pentru sistemele avansate de telecomunicații, precum și pentru alte scopuri. Laserul a fost caracterizat ca cea mai importantă noutate în domeniul electronicii, după descoperirea tranzistorului.

Cel mai nou și cel mai ieftin model este laserul cu heliu-neon, tip „601".

Deși este vorba de un aparat cu putere de ieșire redusă (1 mW), cu dimensuni reduse și cu unde neamortizate, acest aparat este indicat pentru utilizare industrială, precum și în institutele de cercetări științifice, pentru lămurirea a numeroase probleme din diverse domenii, ca spre exemplu al meteorologiei, cristalografiei, cercetării polimerilor, a plasmei sau din tehnica telecomunicațiilor.

Lungimea de undă a fasciculului laserului este de 6328 Å. La cerere se pot livra însă sisteme de oglinzi care să permită lucrul cu lungimi de undă de 11 500 Å sau 34 000 Å. Laserul are o lățime a liniilor de 10 kHz, o distanță longitudinală a modurilor de 150 MHz și o divergență a fasciculului de 3 mrad. În cazul unei plasări cofocale exterioare a oglinzilor, modelul de bază reflectează 99% din energie, permițînd să treacă numai 0,5%. Dimensiunile totale ale laserului sînt : lungimea 86,4 cm, lățimea 17,8 cm și înălțimea 15,2 cm.

Generatorul de înaltă frecvență, utilizat pentru excitare, are o putere de ieșire de 60 W pe frecvența de 27,12 MHz stabilizată cu cuarț, care corespunde normelor Poștei Engleze. La cerere se pot livra și aparate cu alte frecvențe. Generatorul de înaltă frecvență poate fi racordat la rețele de 110... ...120 V și 200...240 V, 40...60 Hz, la o încărcare maximă cu 500 VA.

Toate elementele laserului sînt ușor accesibile. Un șurub simplu de reglare permite alegerea valorii de vîrf. Pentru modulare din exterior se utilizează dispozitive care permit încercări de transmitere a informațiilor.

Conform indicațiilor întreprinderii producătoare acest laser este foarte căutat de universități și institutele tehnice superioare. Ecranajul său este suficient, astfel că se asigură efectuarea lipsită de perturbații a lucrărilor în laboratoarele învecinate.

Activitatea principală în timpul ultimilor doi ani s-a situat totuși în domeniul tehnicii impulsurilor. Aceasta a dus la perfecționarea a două lasere cu rubin tipul „301" și „330". La tipul „301" este vorba de un apart mic portativ, pentru impulsuri de ieșire cu un conținut de energie de 1...2 J, la temperatura încăperii. Frecvența impulsurilor în domeniul practic utilizabil se găsește între 12 și 120 imp/h.

Ca substanță activă se poate utiliza un rubin dotat cu crom, cu o direcție a cristalului de 0 sau 90°, sau un baston de sticlă neodym. Lungimea de undă a luminii coerente emisă de aceste elemente este de 6 943 Å, respectiv 10 000 Å. Durata impulsurilor este cuprinsă între 0,5 și 1,0 ms.

Laserul cel mai mare este tipul „330", care produce suficientă energie pentru a găuri său tăia cele mai multe materiale. Construcția acestui laser se aseamănă în principiu cu cea a tipului „301", puterea fiind în mod corespunzător mai mare. Conținutul de energie al impulsurilor este de 8 J la temperatura încăperii și de 30 J la răcire cu azot lichid. Acest laser are un element activ mult mai mare decît tipul „301" o pompă optică cu lungimea de 24,3 cm, diametrul exterior de 1,5 cm, precum și o instalație de alimentare cu energie pentru 5 000 J, cu o greutate de 90,7 kgf. Dimensiunile totale ale capului laserului sînt totuși mici în comparație cu puterea sa avînd valorile de 26,7 × 15,2 × 16,2 cm.

Către sfîrșitul anului 1963 a apărut un laser cu gaz, tip „HNL/1". Acest laser produce o putere de ieșire de 10 mW la o lungime de undă de 11 523 Å, sau 2 mW la 6 328 Å. El lucrează cu un tub de cuarț lung de 70 cm, care este umplut cu amestec de heliu și neon. Diametrul interior este de 7 mm. Împreună cu oglinzile, tubul se poate fixa pe un banc optic obișnuit, cu lungimea de 1 m. Prin înlocuirea oglinzilor se poate trece repede de la lucrul cu lumină vizibilă, la lucrul cu radiații infraroșii.

Oscilatorul utilizat pentru excitare lucrează pe frecvența de 25 MHz. Puterea unității sale de excitare se poate regla pe valori pînă la 100 W. Întreaga parte optică a laserului se găsește montată într-o carcasă etanșă la praf ; el cuprinde numeroase accesorii pentru diverse utilizări. Producătorul face cunoscut că livrarea aparatului se poate face în interval de o săptămînă de la primirea comenzii. Acest laser este utilizat actualmente în laboratoarele de stat și în institutele de cercetare, precum și în universități și institutele tehnice din Anglia.

Laserul de gaz tip „Nelas Gl" are un tub cu lungimea de 115 cm, care este umplut cu un amestec de heliu-neon în raportul 7 : 1, la presiunea de 1 torr. Se pot livra tuburi umplute și cu alte gaze. În funcție de oglinzile alese se pot obține lungimi de undă de 6 328 Å, 11 358 Å sau 33 900 Å. Puterea utilă este mai mare decît 10 mW.

În prezent, lucrările efectuate sînt pe punctul de a învinge frecvențele reduse de impulsuri ale laserelor cu rubin actuale, care constituie cel mai mare dezavantaj în cazul utilizărilor la mașinile-unelte. Există prototipuri care produc cîte un impuls pe secundă. Aceste aparate lucrează cu răcire cu apă și necesită dispozitive mai mari de alimentare cu curent decît execuțiile standard de pînă în prezent. Se exprimă părerea că pentru exploatarea în atelier, răcirea cu apă este mai indicată decît răcirea cu azot lichid, cu toate că instalația de alimentare cu curent este mai mare. Utilizarea sticlei Neodym a adus un important progres la construcția laserelor pentru puteri medii. Pentru puterile foarte mari, rubinul încă nu poate fi utilizat. În momentul de față se găsesc în curs de experimentare noi sisteme optice, care trebuie să îmbunătățească randamentul. Pentru laserele cu puteri foarte mari, în locul lentilelor se utilizează suprafețe reflectante, răcite cu apă, care cer puteri electrice mari, cu un randament de 99,5%.

Laserele excitate cu curent continuu, care se găsesc în stadiu de perfecționare, vor avea lungimi constructive mai mici și vor fi mai compacte decît aparatele cu curent alternativ ; ele vor putea deschide calea spre instalațiile portabile de telecomunicații.

Alte gaze utilizate pentru umplere decît amestecurile obișnuite de heliu-neon, ca spre exemplu xenonul, au și dat rezultate utilizabile. Multe alte gaze se găsesc în cercetare. Impulsurile de putere mare, cu puteri de vîrf de ordinul a 10 MW, sînt dirijate la distanțe mari prin intermediul telescoapelor. Aceste procedee vor avea o mare importanță pentru călătoriile cosmice. Satelitul optic care va fi plasat în curînd pe orbita sa în jurul pămîntului oferă grupurilor de cercetători englezi și străini posibilitatea verificării și punerii la punct a altor utilizări.

HERRNKIND, O. P. **Situaţia actuală a tehnicii laserelor,** Elektro-Anz, 17 (1964) nr. 34, decembrie, pag. 19—24, 17 fig., 1 tabl.

Laserul este utilizat ca transformator de energie atomică în energie luminoasă. Cercetările întreprinse au avut ca scop găsirea unui sistem de excitare a particulelor astfel încît radiaţiile emise să aibă o intensitate foarte mare. Principalele tipuri de lasere construite pînă în prezent sînt cele cu gaz şi cu corpuri solide. De mai mică importanţă sînt deocamdată laserele pe bază de semiconductoare. Mediul activ la laserul cu gaz îl formează un amestec de gaze nobile, de obicei heliu şi neon. Excitarea unui asemenea laser la frecvenţa industrială produce o putere de 100...200 W. În lucrare sînt descrise schemele unor tipuri uzuale de lasere, amintind şi laserul pe bază de diodă, care în afară de joncţiunea obişnuită de tip p-n, cuprinde un strat lateral care asigură o reflexie totală a radiaţiilor. În baza experienţelor efectuate se trasează concluzii privind condiţiile pe care trebuie să le satisfacă substanţele ce intră în componenţa laserului în privinţa comportării la temperaturi înalte, solicitări dinamice etc. În cadrul lucrării se mai descriu mai multe tipuri de rezonatoare, izvoare de lumină, reflectoare. Sînt amintite aplicaţiile imediate ale tehnicii laserelor.

HERING, W. **Prelucrarea informaţiilor în dispozitivele de reevaluare a taxelor de convorbiri, în telefonia automată interurbană,** Fernmelde Praxis, 41, (1964), nr. 18, septembrie, pag. 713—714.

Articolul dă o vedere generală asupra modului fundamental de funcţionare al dispozitivelor pentru stabilirea zonei de taxare şi pentru alegerea rutei în legăturile telefonice interurbane automate.

La serviciul telefonic interurban manual, zonele de distanţă pentru stabilirea tarifelor de convorbire precum şi traseul pe care trebuie să fie realizată legătura, sînt determinate de către o telefonistă. Listele de taxare respective care sînt aranjate în funcţie de localitatea de destinaţie conţin corelaţia dintre indicarea localităţii şi informaţiile aferente privind încadrarea zonală şi traseul de stabilire a comunicaţiei.

În cazul serviciului telefonic interurban care se desfăşoară automat, aceste informaţii trebuie să fie stabilite automat de către dispozitivele de reevaluare, pe baza numărului caracteristic de apel care a fost format la disc de către abonatul chemător. Dispozitivele menţionate prelucrează succesiunea de cifre din partea caracteristică a numărului de apel, care indică localitatea, astfel încît să rezulte informaţiile necesare pentru determinarea zonei de taxare şi a rutei pe care urmează să se stabilească comunicaţia. Cifrele caracteristice care trebuie să fie interpretate sînt puse la dispoziţie de către sistemele de memorizare ale instalaţiilor centrale de înregistrare. După ce a fost primit rezultatul încadrării zonale a convorbirii, registrul intercalează, în circuitul de convorbire, dispozitivul de producere a impulsurilor de taxare. Mănunchiurile de circuite de plecare sînt accesibile prin selectoarele de direcţie, care ocupă un circuit în funcţie de informaţiile asupra direcţiei legăturii obţinute de dispozitivele convertoare (de reevaluare). În acest fel legătura respectivă este realizată pe baza informaţiilor de selectare care provin de la registru.

Pentru a asigura stabilirea legăturilor interurbane automate, pe traseul cel mai favorabil, sînt prevăzute circuite transversale de legătură care scurtează parcursul numărului caracteristic de apel prin toate etajele de selectare. Succesiunea de cifre a numărului caracteristic de apel pentru o anumită localitate, care trebuie să fie interpretată, determină parcursul (traseul) numărului caracteristic şi trebuie deci să fie transformată într-o informaţie de direcţie corespunzătoare traseului prescris.

În acest scop este necesar ca de la selectorul de direcţie să se denumească traseul care trebuie să fie ocupat.

În cazul cînd este vorba despre un circuit transversal, atunci o parte din grupurile de selectare sînt ocolite, fiind necesară pentru stabilirea legăturii numai o parte din numărul caracteristic. În cazul cînd în mănunchiul de circuite prevăzut nu mai există însă o cale de convorbire liberă, dispozitivul de reevaluare (convertor) trebuie să aibă posibilitatea să indice altă rută de legătură suplimentară, din care face parte evident şi traseul numărului caracteristic respectiv.

Prin acest program cu mai multe posibilităţi (rute) numit şi program de suprapunere, este posibil ca să fie indicate direcţii care au ieşiri libere. Din această cauză este necesar ca să existe posibilitatea ca dispozitivele de reevaluare să poată recunoaşte mănunchiurile complet ocupate.

Informaţia de stare necesară în acest scop se compune dintr-o indicare de ocupat care determină blocarea punctelor de comutare (conectare) a mănunchiurilor respective la ordonator, astfel încît nu mai poate să aibă loc o evaluare a acestora. Totodată această deconectare defineşte direcţia de rezervă în cazul programelor cu mai multe căi de legătură. În fond cele de mai sus reprezintă o adaptare a ordonării la condiţiile existente la un moment dat. Această adaptare este realizată printr-o modificare, supravegheată prin informaţiile de situaţie, corespunzătoare programului cu mai multe rute de legătură posibile.

Dispozitivul de reevaluare stabileşte ruta cea mai favorabilă pentru realizarea legăturii, în funcţie de programul de comutare şi pentru o anumită stare de trafic, cu ajutorul informaţiilor de situaţie primite. Apoi trebuie să se ia o hotărîre corespunzătoare condiţiilor stabilite iniţial. Aceasta este comparabilă cu ramificarea de program utilizată la procesele comandate şi supravegheate automat. În acest caz, informaţia de situaţie (stare) este înlocuită prin caracteristicile rezultatelor intermediare, prin a căror verificare poate să fie declanşată o modificare prevăzută a programului de comandă.

Aşa cum s-a menţionat, corelaţia dintre informaţiile de intrare şi de ieşire ale unui sistem de ordonare electric este stabilită prin cablajul dintre componentele echipamentelor.

Acelaşi lucru este valabil şi pentru programul cu mai multe trasee de legătură posibile. Dispozitivele de reevaluare sînt deci programate prin cablajul respectiv. O modificare a prescripţiei traseului principal sau de supraîncărcare, poate deci să fie realizată în cazul cînd condiţiile de trafic impun acest lucru, printr-o simplă modificare a conexiunilor.

* * **Radiotelefon echipat cu nouă tranzistoare,** Radio Mentor, 30, (1964) nr. 11, noiembrie, pag. 863, 1 fig.

Se prezintă schema de principiu şi se dau cîteva explicaţii mai importante asupra construcţiei şi performanţelor acestui radiotelefon japonez. Aparatul se compune dintr-un emiţător şi un receptor; ambele cu cuarţ, cu antenă şi alimentare comune; difuzorul serveşte şi ca microfon electrodinamic iar modulaţia la emisie se face printr-un bobinaj suplimentar, cu care este prevăzut transformatorul de ieşire al etajului de audiofrecvenţă. Trecerea de la emisie la recepţie se face cu ajutorul unui comutator cu patru perechi de contacte. La emisie se folosesc cinci tranzistoare iar la recepţie şapte. Aparatul lucrează pe 27 MHz, este alimentat dintr-o baterie de 9 V şi are o rază de acţiune cuprinsă între 4 km — în condiţiile cele mai defavorabile — şi 20 km în cîmp deschis sau pe mare. Bateria electrică debitează la recepţie 7 mA, iar la emisie 16 mA, asigurîndu-se o durată de funcţionare de 75...100 ore cu bateriile obişnuite.

KO, W. ş.a. **Compensarea cu temperatură a emiţătoarelor cu modulaţie de freevenţă cu diodă tunel,** Med. Electron and Biol. Engng, 2 (1964) nr. 4, octombrie, pag. 431—433, 4 fig., 1 tabl., 3 ref. bibl.

S-a realizat un emiţător miniatură cu modulaţie de frecvenţă cu diodă tunel avînd zgomot redus, bandă largă şi sensibilitate mare. Datorită sensibilităţii mari, frecvenţa purtătoare se modifică mult o dată cu schimbarea temperaturii ambiante. Pentru compensarea faţă de variaţiile de temperatură ale acestui emiţător care conţine un tranzistor şi o diodă tunel s-au studiat trei metode : a) compensarea cu termistor introducînd în divizorul din baza tranzistorului un termistor cu coeficient negativ de temperatură sau cu coeficient pozitiv în funcţie de înlocuirea rezistenţei dinspre colector sau a celeia dinspre emitor, b) compensarea prin diode cu joncţiune (diodă Zener). Diodele pot fi cu ger-

maniu sau siliciu, c) compensarea cu un tranzistor complementar care permite şi creşterea impedanţei de intrare la 100 kΩ. Compensarea cu tranzistoare complementare cu siliciu permite o stabilizare a frecvenţei de 0,1 ... 0,5% pentru o variaţie de 20 grd.

BODLE, D. W. **Protecţia staţiilor de relee în microunde, împotriva descărcărilor electrice atmosferice**, I.E.E.E. Trans. Commun. Electron., (1964), nr. 74, septembrie, pag. 462—466, 6 fig., 1 tabl.

Staţiile de releu în microunde prin amplasarea lor în regiunile mai înalte, izolare, fără clădiri încojurătoare, ca de altfel şi prin aspectul lor constructiv, sînt expuse la avarii datorită descărcărilor electrice atmosferice. Protecţia unei staţii la descărcări, se realizează prin protecţia instalaţiei de antenă cu cablurile şi ghidurile de undă asociate, protecţia clădirilor, a echipamentelor, a personalului de deservire a liniilor de energie electrică precum şi a liniilor de transmisiune. Antenele sînt în bună măsură autoprotective, datorită scheletului metalic legat prin cabluri şi ghiduri de undă la priza de pămînt ; totuşi pentru cazul montărilor pe suporturi de lemn se prevăd şi paratrăsnete. Se descrie în amănunt magistrala (bare metalice) ce înconjoară la anumită distanţă clădirea priza de pămînt — şi la care sînt legate toate elementele metalice ale construcţiei şi echipamentele, prin intermediul magistralei generale din interiorul clădirii. Sistemele de eclatoare montate pe liniile de energie electrică, pe liniile de transmisiuni în punctele de joncţiuni şi de intrare în clădire etc. sînt şi ele prezentate în detaliu.

KRAVEŢ, I. M. şi A. A. REABININ, **Probleme de tehnica securităţii în staţiile de radioemisie**, Ghighiena truda i professionalnîe Zabolevaniia, 8 (1964), nr. 4, aprilie, pag. 9—12.

Prin automatizarea proceselor de producţie se pot reduce în mare măsură accidentele în diferite sectoare industriale. Astfel, în domeniul instalaţiilor de radioemisie, prin automatizarea lor integrală (în special la staţiile fără personal permanent de supraveghere) se evită influenţa biologică a cîmpurilor electromagnetice de înaltă frecvenţă precum şi pericolul de a ajunge sub înaltă tensiune pentru lucrătorii întreprinderilor respective.

La staţiile de radioemisie se folosesc tensiuni periculoase : continue şi alternative de joasă frecvenţă (tehnică, acustică) şi înaltă frecvenţă şi tot aici se foloseşte utilaj cu părţi rotative (agregatele sălii de maşini electrice, compensatoare, motoare cu combustie internă etc.). Totuşi, datorită unei tehnici de securitate suficient de perfecţionată şi prin respectarea cu stricteţe a regulilor întocmite pe baza unei experienţe îndelungate în acest domeniu, activitatea la staţiile de radioemisie poate şi trebuie să devină nepericuloasă.

În articol se citează apoi cîteva din cele mai frecvente accidente ce se pot întîmpla la staţiile de radioemisie din cauza nerespectării regulilor de securitate.

În timpul reglării unui emiţător de tip vechi, s-a înţepenit acul aparatului, conectat în circuitul componentei constante a curentului anodic al etajului final. Din cauza plasei metalice a îngrădirii aparatului care avea ochiurile prea mari, precum şi din cauza amplasării lui în apropiere de îngrădire, muncitorul care executa reglarea a atins cu mîna aparatul aflat sub înaltă tensiune în timp ce corpul se afla pus la pămînt. Se putea evita curentarea prin folosirea unei îngrădiri cu ochiuri mai dese, prin existenţa unei protejări suplimentare sau prin instalarea aparatului la o distanţă suficient de mare de îngrădire. Se relatează apoi un alt caz cînd un tehnician raportînd şefului de schimb despre contactul nesatisfăcător al bobinei din etajul final al emiţătorului de unde scurte care se afla în regim de funcţionare a atins din greşeală cu mîna firele bobinei care se aflau sub înaltă tensiune. În cazul de faţă nerespectarea regulilor a fost constituită de faptul că timp îndelungat s-a permis exploatarea unui emiţător cu panoul superior al îngrădirii scos, adică cu elementele purtătoare de curent ale montajului descoperit.

În timpul reglării unui emiţător pe unde medii, reglorul care se afla în spatele îngrădirii aparatului în stare de funcţionare, din neatenţie a uitat că există înaltă tensiune şi a încercat să atingă anozii tuburilor puternice de emisie. Numai vigilenţa muncitorului de tură de la tabloul de comandă, care a scos la timp tensiunea, a împiedicat electrocutarea.

Un montor electrician care se afla pe un suport izolat fixa bara aflată sub tensiune a uneia din faze. Întorcîndu-se imprudent el a atins cu mîna faza a doua. Totul se putea evita prin scoaterea completă de sub tensiune a uneia din faze şi prin amenajarea unei îngrădiri suplimentare a celorlalte faze.

Un montor radio care deservea o linie de telecomunicaţii a descoperit că, cablurile de telecomunicaţii şi de iluminat, care erau agăţate pe aceleaşi suporturi, s-au încîlcit între ele. Încercarea de a descurca cablurile prin lovirea lor cu o prăjină de lemn s-a soldat prin aceea că unul din cablurile de iluminat s-a rupt şi a căzut pe umărul montorului. Nerespectarea regulilor de exploatare a avut loc în urma faptului că aceste cabluri aveau săgeată prea mare, ceea ce a determinat încurcarea lor. Toate lucrările pe linie, inclusiv remedierea avariilor trebuie să fie executate de cel puţin doi muncitori.

Regulile de tehnica securităţii impun anumite instructaje şi cu personalul auxiliar admis la staţiile de radio.

Autorii articolului citează în continuare şi alte cazuri de nerespectare a regulilor de tehnica securităţii.

La o staţie puternică de radioemisie, în timpul pauzei, cînd utilajul avea curentul întrerupt, brigada efectua reparaţiile etajului final ale emiţătorului. Şeful de schimb nu ştia că în spatele îngrădirii emiţătorului lucrează oameni şi a conectat reţeaua de curent. Numai întîmplarea a evitat urmări grave. În acest caz nerespectarea regulilor a fost constituită de faptul că lucrătorii care efectuau reparaţiile nu au adus la cunoştinţa şefului de schimb şi nu au folosit tabelele avertizoare corespunzătoare. Totodată şeful de schimb nu a cercetat emiţătorul înainte de darea lui în funcţiune.

În timpul reparaţiilor preventive, tehnicianul a suferit arsuri la mîini provocate de curenţi de înaltă frecvenţă, deoarece a atins bobina circuitului emiţător scos din funcţiune. Tensiunea de înaltă frecvenţă în bobină a apărut din cauza inducţiei de la emiţătorul în funcţiune. Înainte de a începe revizia tehnicianul ar fi trebuit să lege la pămînt fiderul şi circuitul emiţătorului pentru a se asigura protecţia împotriva potenţialelor induse de înaltă frecvenţă. Afară de aceasta, trebuie întotdeauna folosite mijloace de protecţie individuală, precum şi indicatori de tensiune.

În continuare se analizează cazurile legate de munca în cîmpul de antene. Deservirea pilonilor-antene se caracterizează prin faptul, că la posibilităţile de accidentare prin curent, se adaugă pericolul legat de munca la înălţime. De aceea se impune o atenţie deosebită în pregătirea muncitorilor din grupul la antene, neadmiţîndu-se persoane care nu au practica necesară. Se întîlnesc totuşi nerespectări şi în acest domeniu. Spre exemplu, inginerul unui grup care lucra la antene trebuia să se urce pe pilon pentru revizie. El a încredinţat dirijarea electrolitului unui muncitor neinstruit. Cînd ridicarea trebuia întreruptă şi rotaţiile tamburului troliului trebuiau oprite, operatorul nu a putut opri motorul electric. Avaria a fost evitată de un tehnician aflat în apropiere. Inginerul nu a respectat regulile de securitate care interzic categoric încredinţarea dirijării mecanismelor de ridicare unor persoane necalificate. A lipsit şi dispozitivul, impus de instrucţiuni, de pe cablu, care trebuia să întrerupă ridicarea cu 2 m înainte de scripetele de sus.

Pentru a se evita pătrunderea unui potenţial continuu în sistemul de antene şi fidere, trebuie să se controleze periodic rezistenţa electrică a condensatorului de fidere, iar conductele fiderului trebuie unite printr-o bobină de şoc de înaltă frecvenţă cu punctul mediu legat la pămînt.

În prezent s-au elaborat reguli pentru securitatea celor care lucrează la exploatarea acumulatoarelor ; ele conţin informaţii privind ventilaţia de aspiraţie-refulare, cubajul necesar al încăperilor care trebuie să fie corespunzător cu capacitatea bateriilor, corpul de iluminat protejat împotriva exploziilor etc. Cu toate acestea se întîmplă ca din cauza nerespectării regulilor, să aibă loc avarii.

Astfel se citează cazul cînd în încăperea de acumulatoare a avut loc o explozie, din cauza scînteilor produse de motorul electric al ventilatorului, deoarece în locul unui motor protejat împotriva exploziilor, a fost folosit temporar un motor

deschis. Aceasta cu toate că în regulile de tehnica securității privind exploatarea acumulatoarelor sînt indicate măsurile de siguranță privind instalația și exploatarea ventilatoarelor.

Un alt caz citat este următorul : În încăperea în care au fost instalate acumulatoarele cu acizi, s-a produs un incendiu. Din cauza neglijenței, electrolitul se scurgea din cutii și a îmbibat lemnul lăzilor acumulatoarelor și stelajelor, pe pereții cărora se afla un cablu de legătură. Inflamarea a avut loc în urma unui scurtcircuit între plusul bateriei care a fost scos pe cutia metalică a acumulatorului și minusul de pe învelișul de plumb al cablului. De menționat că scurtcircuitele sînt cauzele cele mai frecvente ale avariilor la instalațiile de acumulatoare.

Exemplele de mai sus arată că este necesară o activitate zilnică sistematică în stațiile de radioemisie pentru studiul tehnicii securității și pentru realizarea măsurilor de protecția muncii.

HOLLE, J. **Cuplor pentru zece emițătoare de radiodifuziune sonoră de zece kW în banda 87—108 MHz pe o singură antenă,** Frequenz (1965) martie, nr. 3, pag. 89—96, 10 fig., 1 tabl.

Organizarea rețelelor de radiodifuziune pe unde metrice a făcut necesară amplasarea a cinci-șase emițătoare într-un loc și deci crearea unor cuptoare care să lege împreună toate aceste emițătoare la o antenă, excluzînd influențele între ele, astfel încît eventualele radiații de combinație să nu depășească 1$\mu$ W. S-a ajuns la o structură în punte, cu cuploare la 3 dB, repetată în cascadă în cazul mai multor emițătoare. Un cuplor pentru cinci emițătoare este format din cinci secțiuni constînd fiecare din două perechi de linii în $\lambda/4$ cuplate, cunoscutele cuploare la 3 dB, între care sînt intercalate pe două trasee cîte două filtre acordate. Un emițător se aplică la primul cuplor la 3 dB, celulele precedente la al doilea, iar ieșirea merge la celula următoare sau la antenă. Toată puterea primului emițător este transmisă mai departe, eventualele reflexii trec în sarcina de balast, iar eventualele scăpări de la o intrare spre cealaltă sînt scurse la masă prin filtre. Aceste proprietăți sînt asigurate de proprietățile de transfer ale cuplorului și de lungimea lui electrică de $\frac{\lambda}{4}$. Tot ansamblul este executat din cilindri coaxiali. Pe un astfel de dispozitiv de cuplaj cu 5 celule s-au măsurat : decuplări între două emițătoare de 57 pînă la 95 dB ; nivele ale oscilațiilor pe frecvențe de combinație de 116 dB sub nivelul de emisiune — în cazul debitării pe o sarcină perfect adaptată — și de 101 dB cînd antena are un coeficient de reflexie 1,1 ; coeficienți de reflexie practic independenți de frecvență în banda de trecere și foarte buni.

ZUDAKIN, A. I. **Aparatură pentru măsurarea diafoniei pe liniile de radiorelee,** Vestnik sveazi (1964) nr. 11, noiembrie, pag. 6—9, 6 fig., 1 tabl.

Indicele cel mai semnificativ al calității transmisiunilor telefonice prin liniile de radiorelee este raportul semnal/zgomot, cele mai importante zgomote fiind cele de diafonie. Se analizează metodele utilizate pentru măsurarea acestor zgomote și în special metoda bazată pe înlocuirea statistică a unor informații reale, multicăi, cu spectrul unui zgomot alb. Se descrie o aparatură perfecționată destinată unor astfel de măsurări, dîndu-se scheme-bloc ale emițătorului și receptorului. Emițătorul este compus dintr-un generator de zgomot alb, un generator de semnale sinusoidale etalon și un dispozitiv indicator al nivelului inițial. Receptorul este conceput pe principiul superheterodinei. Se analizează principalele performanțe ale aparaturii.

ZEHNTER, ST. **Tehnica comenzii la distanță și instalațiile de comandă la distanță pentru exploatarea secțunilor de radioreleu și a emițătoarelor de televiziune, la poșta federală germană,** Fernmelde Praxis, 41 (1964) nr. 17, septembrie, pag. 647—676.

Pentru viitor se prevede că la Poșta federală germană majoritatea acestor instalații să funcționeze cu comandă la distanță fără personal de deservire, bineînțeles în măsura în care acest lucru este acceptabil. În acest scop, trebuie însă să fie îndeplinite o serie de condiții cum sînt :

1. asigurarea clădirilor și instalațiilor contra focului și spargerilor ;

2. instalații care să permită alimentarea permanentă cu energie electrică (în special grupuri de rezervă cu funcționare instantanee, bazate pe principiul volantului) ;

3. unități de rezervă, care intră automat în funcțiune, în cazul defectării instalațiilor principale ;

4. existența unor instalații adecvate pentru supravegherea și comanda la distanță a aparaturii.

În general instalațiile de comandă la distanță funcționează pe bază numerică.

În timp ce la instalațiile de radioreleu predomină de regulă problemele supravegherii la distanță, la instalațiile de televiziune de emisie trebuie să fie rezolvate concomitent și probleme de comutare la distanță. De asemenea, începe să se impună necesitatea unei „observări la distanță" (este vorba de imaginea de televiziune).

Pentru problemele de comutare și indicare la distanță este suficientă transmiterea a două criterii spre exemplu „curent" sau „lipsă de curent". Măsurarea și observarea la distanță necesită însă o gradare mai fină, în funcție de precizia cerută.

În cazul indicării la distanță, putem să deosebim cazul indicărilor normale (de exploatare) și cel al indicărilor de deranjament (avarie). Numărul de informații de transmis trebuie să fie limitat la o valoare cît mai redusă, din motive economice, dar totodată acest număr trebuie să permită o recunoaștere clară a stărilor caracteristice ale instalației.

Comutarea la distanță se realizează cu ajutorul unei aparaturi adecvate, instalată într-o centrală de comandă la distanță. Toate ordinele sînt transmise sub formă de ordine duble și în general ele corespund și unor semnalizări directe sau de răspuns.

În general este necesar ca transmiterea semnalizărilor și ordinelor să se poată face în fiecare direcție doar prin intermediul unui circuit. De aceea se aplică diferite procedee de codificare al căror produs este o telegramă de impulsuri, a cărei lungime depinde de codul ales și de numărul total al semnalizărilor (sau ordinelor) transmise. Pentru scurtarea telegramelor de impulsuri se cuplează mai multe ordine sau semnalizări.

Pe viitor nu vor exista în R.F.G. decît circa 25 de stațiuni centrale de comandă la distanță, care vor fi instalate aproape exclusiv în punctele nodale de control ale rețelei de radioreleu. Din motive de exploatare precum și din motive tehnice și organizatorice, vor fi realizate instalații de comandă la distanță independente pentru rețeaua de televiziune. Aparatele vor fi similare cu cele utilizate pentru radioreleu.

Pentru a asigura transmiterea prin circuit a semnalelor de curent continuu pentru telecomandă, acestea trebuie să fie în prealabil convertite într-o formă potrivită cu calea de transmisiune respectivă. La recepție, semnalele sînt reconvertite la forma inițială. Sînt posibile mai multe moduri de transmitere a semnalelor de telecomandă, dintre care reținem cele trei moduri principale utilizate la Poșta federală germană și anume :

a) *Transmisiunea cu 50 Hz* (linia fiind separată prin transformatoare). Acest mod de transmisiune asigură supravegherea liniei și permite realizarea semnalizărilor importante de „întreruperea curentului la postul secundar" și „postul secundar de telecomandă deranjat". Pe două fire acest sistem are o rază de acțiune de circa 100 km (pe cablu normal raional sau de mare distanță). Atenuarea maximă admisă la 50 Hz este de 1,6 N (instalația Telefunken). Pentru instalația similară fabricată de SEL distanța de lucru este de 40...50 km, pe patru fire, cu o atenuare maximă de 1,3 N la 50 Hz.

b) *Transmisiunea prin căi telegrafice.* Racordarea aparaturii de telecomandă la canalul telegrafic se face într-un mod similar cu racordarea unui teleimprimator, prin intermediul unui convertor de semnale. Este posibilă funcționarea în regim duplex. În curent continuu, distanța maximă de lucru, pe patru fire, este de circa 45 km. În cazul convertirii semnalelor în semnale de telegrafie armonică, distanța maximă de lucru poate să fie de cîteva sute de kilometri. Acest procedeu are dezavantajul că nu permite deosebirea între două semna-



MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA 1863

lizări importante „deranjament pe linie" și „întreruperea curentului la postul secundar" doar cu o aparatură cu complexitate acceptabilă.

c) *Transmisiunea semnalelor de telecomandă prin audiofrecvențe, pe circuitele de mare distanță.* Acest sistem permite o perfectă supraveghere a liniei, cu un grad redus de complexitate a instalațiilor și permite de asemenea și semnalizarea lipsei de curent la postul secundar. Aplicarea unor procedee multiplex de frecvență permite utilizarea multilaterală a liniei de semnalizare/comandă. În anul 1965 vor intra în funcțiune la Poșta federală germană, primele aparate care funcționează pe acest principiu, care va fi aplicat și pe viitor în întreaga rețea. Convertoarele de semnal, pentru audiofrecvență, sînt complet tranzistorizate, comutabile pe două sau patru fire și pot acoperi o atenuare reziduală de circa 3 N.

Ambele sisteme (SEL și Telefunken) sînt instalate în dulapuri standardizate semiadînci cu înălțimea de 2 m (construcție tip V 52). Blocurile tipizate care compun aparatura sînt montate pe bare utilizate în mod normal în tehnica releelor.

Instalațiile de comandă sînt utilizate cu succes la Poșta federală germană din anul 1957. De circa un an și jumătate există emițătoare de televiziune ale Poștei federale germane care sînt comandate la distanță prin instalații similare. În prezent circa 2/3 din instalațiile de radioreleu sînt supravegheate de la distanță. Pentru următorii doi ani este prevăzut ca majoritatea emițătoarelor de televiziune (programul 2 și 3) să fie echipate cu comandă la distanță. În același timp se vor racorda la rețeaua de comandă la distanță existentă și restul de stațiuni de radioreleu care funcționează fără personal, procedîndu-se la extinderile corespunzătoare ale instalațiilor de telecomandă existente.

TAKACS, FERENC. **Mixarea direcțională la înregistrările stereofonice cu două canale**, Kép s Hangtechn. 10, (1964) nr. 5, octombrie pag. 135—144, 16 fig., 6 ref. bibl.

În baza unui număr mare de încercări experimentale, se trag concluzii în ceea ce privește modul de mixare direcțională a semnalelor transmise simultan prin cele două canale. Directivitatea semnalelor este astfel reglată la microfoanele monofonice încît să se obțină un efect stereofonic dacă se utilizează două sau mai multe microfoane. Au fost realizate o serie de microfoane stereofonice care înlocuiesc funcția a mai multor microfoane monofonice. La baza sistemului de mixare stă formarea a două semnale auxiliare care să fie reprezentate prin suma și diferența celor două semnale de bază. Raportul dintre ele este egal cu unghiul de reflexie, problemele rezolvîndu-se similar pentru unde acustice ca în problemele de optică. Din aceste condiții pur geometrice în cazul utilizării instalației stereofonice cu două difuzoare, se poate stabili poziția pe care trebuie s-o ocupe unul din difuzoare cînd se cunoaște poziția celuilalt difuzor. Sistemele mai complicate sînt independente de poziția difuzoarelor, dar necesită două preamaplificatoare ale semnalelor sumă și diferență și un dispozitiv de mixare.

DETZ. E. **Influențele mecanice asupra calității de redare a magnetofoanelor portative**, Funkschau, 36, (1964), nr. 22, noiembrie, pag. 589—590, 4 fig.

Întrucît pentru o bună redare a înregistrărilor făcute pe bandă de magnetofon nu sînt suficiente numai performanțele electrice, autorul studiază influențele mecanice asupra calității de redare și măsurile de luat pentru ca și partea mecanică a magnetofoanelor portative să corespundă normelor prescrise. Se arată astfel că urechea este sensibilă la o variație a vitezei de deplasare a benzii mai mare decît 1 % și că există o proporționalitate directă între această viteză și înălțimea sunetului redat. Urechea nu este însă suficient de sensibilă la diferențe mici de viteză, ci mai ales la o variație mică a vitezei într-un interval de timp scurt (variații periodice). După prescripțiile germane DIN, la magnetofoanele de uz casnic cu viteza de 9,5 cm/s se admit variații maxime de ±30 dB ale înălțimii sunetelor redate. În continuare se arată măsurile constructive luate și se dau detalii tehnice de verificare a performanțelor mecanice în timpul fabricării magnetofoanelor și anume: verificarea verticalității axelor portbobine, controlul axului de ton la joc axial, forța de tracțiune a benzii, ghidajul mecanic al benzii în canalul de sunet, presiunea pe bandă a rolelor de presiune, compensarea pe cale mecanică prin filtre trece-jos (mase inerțiale) a surselor mecanice perturbatoare etc.



MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS INTÉZET

# *Muncitori, ingineri, tehnicieni!*

EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR publică broşuri şi cărţi tehnice în următoarele domenii ale tehnicii şi ştiinţelor aplicate:

— transporturi feroviare
— transporturi auto
— transporturi maritime şi fluviale
— transporturi aeriene
— poştă
— telecomunicaţii
— electronică şi automatică aplicată în activitatea de transport
— întreţinerea şi exploatarea căilor rutiere

Cărţile apărute în EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR se pot procura:

— din librării
— prin difuzorii de cărţi din unităţile M.T.Tc.
— direct (sau prin mandat poştal) de la Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, calea Griviţei nr. 193 B.

Pentru a contribui la îmbunătăţirea activităţii editoriale trimiteţi observaţiile şi propunerile dv. la:

EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR

CALEA GRIVIŢEI Nr. 193 B — BUCUREŞTI

# CONTENTS


621.372.088.2

Lange, F. H. Müller, W. T. *Error theory of the correlator and of the spectrum analyser when using statistical test signals.*

The paper deals with the measurement error of the wide-band signals, arised from the incomplete integration with respect to the time. The transmission channel is considered as made from multiplier and integrator and its transfer function is reckoned. The connection between various works related to the error theory is pointed up.

Telecomunicații, 9 (1965), no. 9, page 337–344

621.382.019.3

Stere, R. *Reliability improvement of the semiconductor devices.*

The faults of the semiconductor devices are defined and classified; fault-generating processes are presented and practical methods for accelerating and detecting such processes are given. Means concerning the planning, the manufacturing and the use of semiconductors are recommended with the purpose of the improvement of their reliability. The future expectation in this field is presented at the end of the paper.

Telecomunicații, 9 (1965), no. 9, page 344–352

621.372.5

Mateescu, Ad. *The discrete approximation method in the Tshebysheff-s sense and its use in the circuit synthesis.*

The discrete approximation method in the Tshebysheff-s sense, worked out by Stiefel, is briefly eyposed. It is explained how to use this method in problems of passive circuit synthesis by means of an approximate solution. In this way the iteration method pointed out by Stiefel is much simplified.

Telecomunicații, 9 (1965), no. 9, page 353–360

621.375.4

Costiner, Ed. *Linearization of the transistor power amplifiers.*

The paper contains an analysis of the linearization methods of the transistorized power amplifier stages and points the use of each proposed circuit as a function of the imposed technical and economical conditions,

On the basis of the proposed circuits linerization and power transfer condition are defined and for each type of circuit a detailed phase shifter computation method is drawn up.

All theoretical results were experimentally verified.

Telecomunicații, 9 (1965), no. 9, page 361–369

621.372.22

Raicu, D. *A graphical method for the study of the periodical and symmetrical propagation structures.*

The proposed method fot the study of the iterative symmetrical structures consist in the drawing of the hodograph of the vector for an element of the structure on the Smith diagram, as a succession of circle arcs and the determination of the characteristic figures for each point by the classical properties of the Smith diagram.

Telecomunicații, 9 (1965), no. 9, page 370–374


# SOMMAIRE


621.372.088.2

Lange, F. H. Müller, W. T. *La théorie des erreurs du corrélateur et de l'analyseur de spectre lorsqu'on utilise des signaux de test statistiques.*

L'article se rapporte à l'erreur de mesure causée par l'intégration incomplète par rapport au temps dans le cas des signaux à large bande. En considérant la voie de transmission constituée par le multiplicateur et l'intégrateur, on calcule sa fonction de transfert. La relation entre divers ouvrages concernant la théorie des erreurs est signalée.

Telecomunicații, 9 (1965), nr. 9, p. 337–344

621.382.019.3

Stere, R. *L'amélioration de la fiabilité des dispositifs semiconducteurs.*

On définit et on classifie les défauts des dispositifs semi conducteurs; on expose les processus physiques qui aboutissent aux défauts et on indique des méthodes pratiques en vue de l'accélération et de la détection de ces processus. Certaines récommandations sont faites pour l'amélioration de la fiabilité par des mesures autant dans la phase de projet, que dans la fabrication et l'utilisation des semiconducteurs. En conclusion on trace les perspectives de ce problème.

Telecomunicații, 9 (1965), nr. 9. p. 345–352

621.372.5

Mateescu, Ad. *La méthode d'approximation discrète dans le sens de Tchébycheff et son utilisation à la synthèse des réseaux.*

La méthode d'approximation discrète dans le sens de Tchébycheff est présentée selon Stiefel. Pour la synthèse des circuits passifs on applique cette méthode en utilisant une fonction approximative, ce qui simplifie largement la méthode d'itération proposée par Stiefel. L'ouvrage aide à résoudre le problème des réseaux passifs dont la réponse en fréquence est donnée graphiquement.

Telecomunicații, 9 (1965), nr. 9, p. 353–360

621.375.4

Costiner, Ed. *La linéarisation des amplificateurs de puissance à transistors.*

Les méthodes de linéarisation des étages amplificateurs de puissance à transistors sont analysées, en indiquant l'utilité de chaque montage en fonction des conditions techniques-économiques imposées.

Sur la base des montages proposés sont définies les conditions de linéarisation et de transfert de puissance, en formulant pour chaque montage une méthode de calcul détaillée de l'étage déphaseur.

Tous les résultats théoriques obtenus ont été vérifiés par l'expérience.

Telecomunicații, 9 (1965), nr. 9, p. 361–369

621.372.22

Raicu, D. *Une méthode graphique pour l'étude des structures de propagation périodiques et symétriques.*

On indique une méthode d'étude des structures itératives symétriques, dont l'essentiel est la construction du hodographe du vecteur d'un élément de la structure,sur le diagramme de Smith, à l'aide des arcs de cercle; les propriétés du diagramme de Smith font déterminer ensuite les grandeurs caractéristiques dans chaque point.

Telecomunicații, 9 (1965), nr. 9, p. 370–474

# Abonați-vă la

- REVISTA CĂILOR FERATE
- TELECOMUNICAȚII
- REVISTA TRANSPORTURILOR

**EDITATE DE MINISTERUL TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ÎN COLABORARE CU CONSILIUL NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA**

Abonamentele individuale se primesc în numerar sau prin mandat poștal pe adresa:

EDITURA TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
București, calea Griviței 193 B, telefon 18.01.85

Abonamentele pentru instituții se primesc în contul de virament nr. 073.015.02, Banca Națională a Republicii Socialiste România., Filiala 30 Decembrie, București

## Costul unui abonament anual:

**REVISTA CĂILOR FERATE:**
pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . . . . . 20 lei
pentru instituții . . . . . 100 „

**TELECOMUNICAȚII:**
pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . . . . . 30 lei
pentru instituții . . . . . 100 „

**REVISTA TRANSPORTURILOR:**
pentru muncitori, tehnicieni și ingineri . . . . . 30 lei
pentru instituții . . . . . 100 „

# Filateliști!

**Magazinele și ghișeele filatelice de la oficiile P.T.T.R. vă oferă un variat sortiment de:**

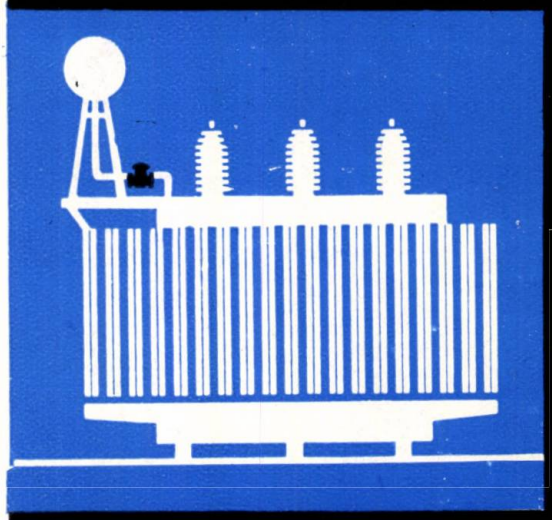
- MĂRCI POȘTALE ROMÂNEȘTI
- PLICURI „PRIMA ZI A EMISIUNII" (care pot fi folosite și ca trimiteri poștale obișnuite)
- PLICURI FILATELICE CU PREMII
- DIFERITE ACCESORII FILATELICE
- MAXIMAFILE

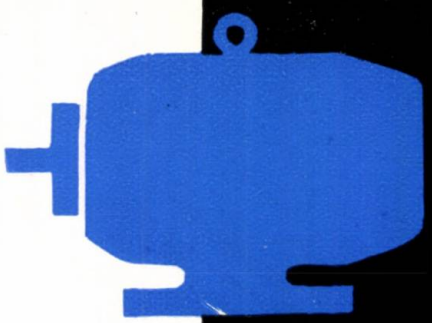
MICM

# INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

București, Bd. T. Vladimirescu 45,
tel. 16.41.40—16.41.48

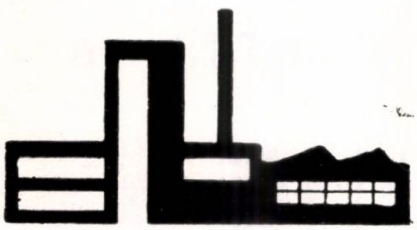
# ICPE





primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.

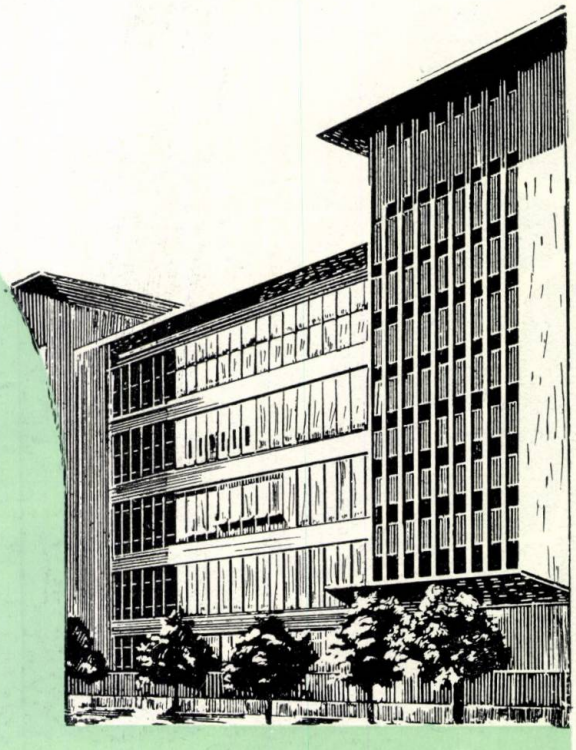


*Cel mai rapid mijloc de transport pentru deplasarea dv. este avionul, deoarece durata zborului pe cea mai lungă rută deservită de Tarom nu depăşeşte două ore*

ORICE INFORMAŢII SAU REZERVĂRI
DE LOCURI LA AGENŢIILE

**tarom**
TRANSPORTURILE AERIENE ROMÂNE

# M.T.Tc.—DIRECȚIA GENERALĂ A CONSTRUCȚIILOR



EXECUTĂ

Construcții pentru exploatare poștă și telecomunicații prin :

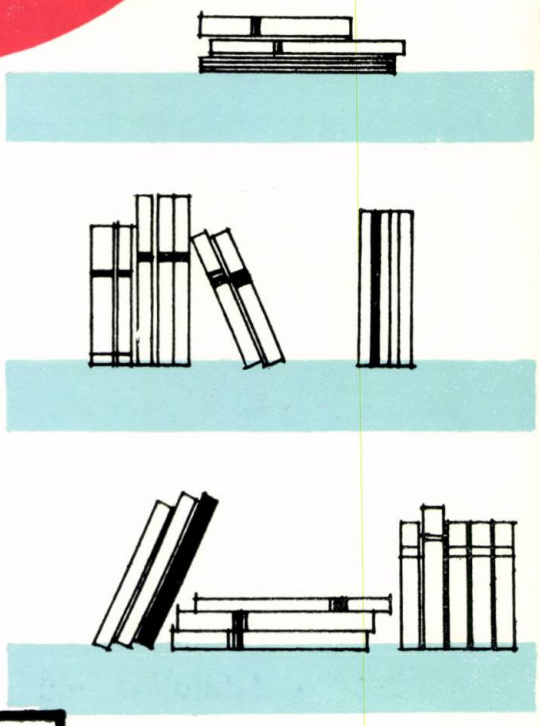
- ÎNTREPRINDERILE DE CONSTRUCȚII ÎN TRANSPORTURI (I. C. T.) DIN BUCUREȘTI, CRAIOVA, BRAȘOV, TIMIȘOARA, CLUJ, IAȘI
- ÎNTREPRINDEREA DE PODURI ȘI LUCRĂRI SPECIALE ÎN TRANSPORTURI (I.P.L.S.T.) DIN BUCUREȘTI
- ÎNTREPRINDEREA DE CONSTRUCȚII HIDROTEHNICE (I.C.H.) DIN CONSTANȚA

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1243

# *Centrul de documentare științifică al Academiei*

**editează:**

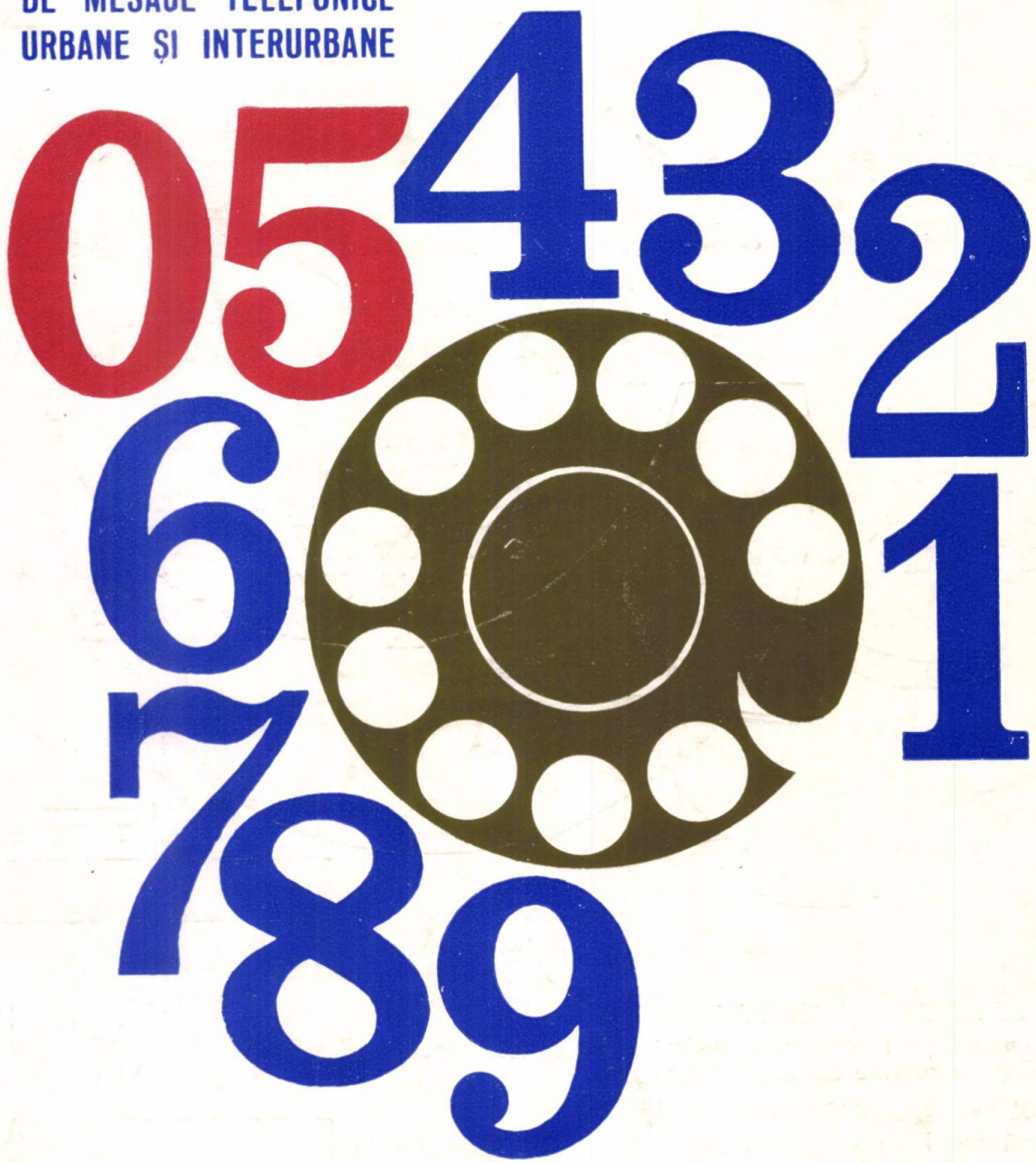
- REVISTA DE REFERATE ȘI RECENZII,
  care informează pe larg asupra conținutului celor mai importante lucrări științifice recente din lumea întreagă.
- BULETINUL DE INFORMARE ȘTIINȚIFICĂ,
  semnalează titluri de cărți si articole apărute în literatura de specialitate din lumea întreagă.
- REZUMATE (FIȘE ADNOTATE),
  care prezintă sub formă de rezumate articole și studii selecționate din reviste și culegeri apărute în literatura științifică mondială.



*Abonamentele se primesc de oficiile și agențiile P.T.T.R., factorii poștali și difuzorii de presă.*

1966 JAN 5

# FOLOSIȚI SERVICIUL DE MESAJE TELEFONICE URBANE ȘI INTERURBANE



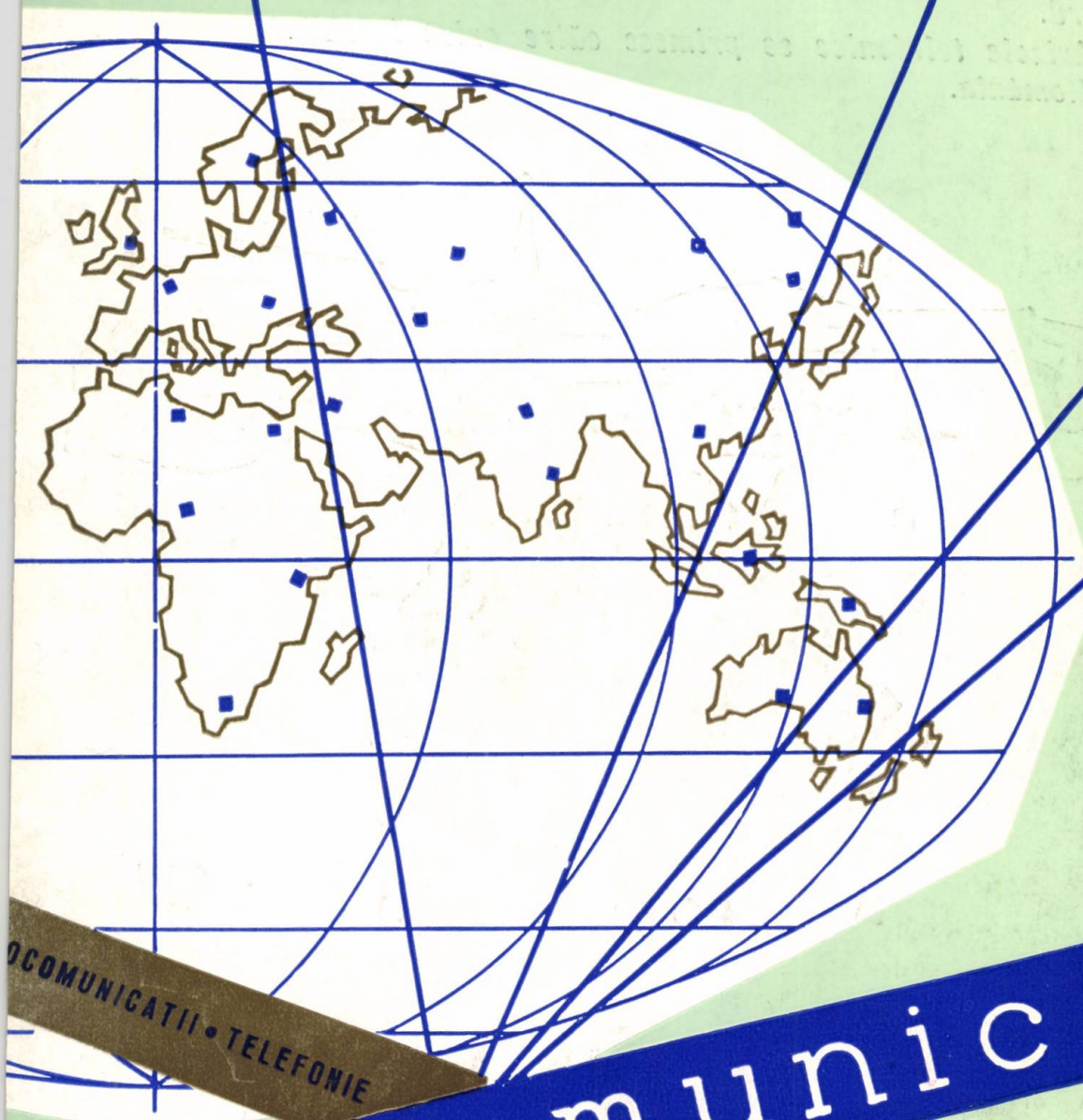

- Dacă numărul chemat de dv. nu răspunde, este ocupat sau sînteți grăbit, cereți telefonistei să transmită comunicarea dv. persoanei cu care vreți să vorbiți.
- Telefonista vă poate comunica confirmarea primirii sau răspunsul la mesajul dat.
- La centralele automate formați 05.

44 201

I.P.I. — c. 2004

Lei 5

E 1741



# telecomunicații

TELEFONIE • TELECOMUNICAȚII

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

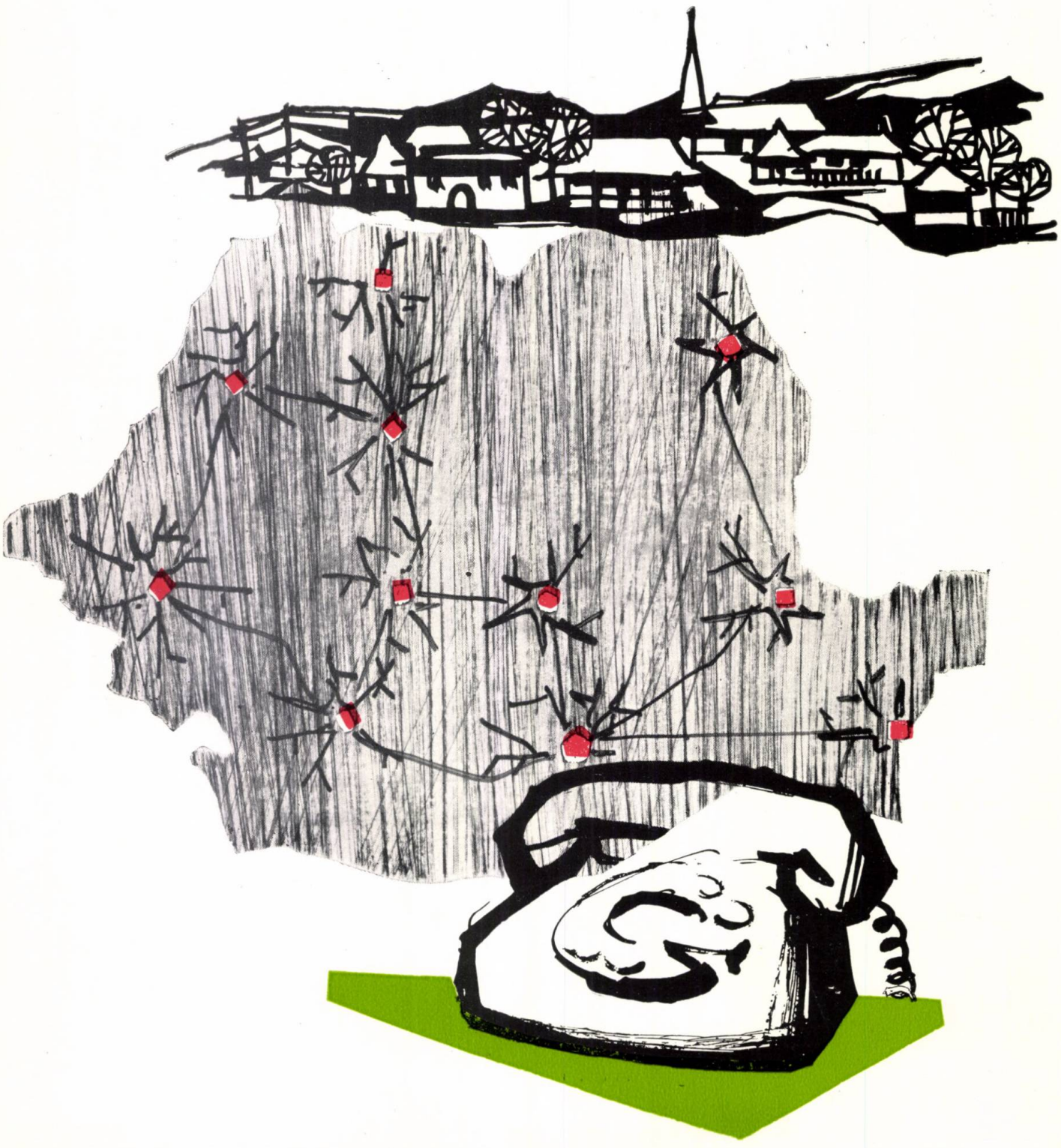
10

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 10 ★ p. 385—432 ★ București ★ Octombrie 1965

*Pentru a putea vorbi la telefon cu o persoană din aceiaşi localitate sau din altă localitate care nu are telefon, cereţi telefonistei să vă deservească o* ***CONVORBIRE TELEFONICĂ CU AVIZ.***

*Prin avizul telefonic persoana indicată va fi chemată la cabina telefonică publică la ora cerută de dumneavoastră.*

*Avizele telefonice se primesc către orice localitate din România.*



MŰSZAKI KÖNYV- ÉS FOLYÓIRAT DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963


# telecomunicaţii

**ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA**

*Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 10 octombrie 1965


## *CUPRINS*


*Condrea, S.* : **Modulatorul în inel ca translator de frecvenţă cu parametri variabili în timp.**

Se analizează cazul cînd parametrul variabil în timp este defazarea cuadripolului-modulator, trecerea de la o valoare la altă făcîndu-se prin salt. Se calculează produsele de modulaţie pentru diferite moduri de trecere de la o valoare a defazării la alta inversă.

Considerîndu-se operatorul de inversare intercalat între impedanţe selective, se arată cum se poate reduce teoretic la zero atenuarea translatorului de frecvenţe.

Se arată cum se pot reduce unele produse de modulaţie nedorite, prin dublă modulare şi defazare.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 385–389

---

*Boboc, P.* : **Sistemul de comutaţie telefonică automată „Crossbar-Pentaconta" 1000** (partea a II-a).

Se prezintă caracteristicile tehnice principale precum şi elementele principale constitutive ale sistemului Crossbar Pentaconta.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 390–396

---

*Dinescu, I.* : **Instalaţie pentru telecomenzi, telsemnalizări şi telecontrol acustic, folosită la automatizarea staţiilor de radioficare urbane din Republica Socialistă România.**

În articol se tratează modul de realizare a automatizării staţiilor de radioficare din oraşul Bucureşti. Ea constă în telecomanda şi telesupravegherea acestora de la o staţie centrală de comandă. Instalaţia realizată foloseşte pentru telesemnalizări, telecomenzi şi control acustic un singur circuit.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965) nr. 10, pag. 397–401

---

*Postelnicu, P.* : **Metode de stabilire a normelor de paradiafonie şi adaptare a liniilor telefonice.**

Se deduc limitele pentru atenuarea de paradiafonie şi coeficienţii de neadaptare, necesare în cazul unei linii aeriene sau în cablu simetric, pentru ca telediafonia datorită curenţilor de paradiafonie reflectaţi să nu depăşească normele admisibile.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 402–405

---

*Stanomir, D.* : **Teoria corelaţiei şi aplicarea ei în acustică**

Articolul prezintă accepţiuni ale noţiunii de corelaţie în particular noţiunea de corelaţie aplicată în acustică precum şi aplicaţiile teoriei corelaţiei în recepţia semnalelor sonore.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 406–409

---

*Barbu, E.* : **O nouă metodă pentru determinarea deranjamentelor pe circuite, folosind tehnica impulsurilor.**

Se indică o metodă de localizare a neomogenităţilor de pe o linie de transmisie omogenă cu ajutorul impulsurilor de sondare care este modificată prin înlocuirea bazei de timp liniară cu una circulară şi viteza de deplasare a spotului fiind variabilă. Intervalul de timp între plecarea impulsului de sondare şi sosirea impulsului reflectat este măsurat prin durata perioadei bazei de timp circulare.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 410–414

*Gîrlaşu, I.* : **Utilizarea cablurilor de telecomunicaţii cu înveliş nemetalic la lucrările din mediul rural.**

Se descriu instalările de cablu cu înveliş din mase plastice folosite în mediul rural pentru realizarea liniilor de fider în reţele de radioficare.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 415–416

---

*Săulescu, Cr.* : **Receptorul de televiziune VS 59**

Se prezintă şi se comentează schema de principiu precum şi unele detalii de funcţionare ale noului aparat produs de uzinele Electronica.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 417–419

---

*Popescu, M.* : **Amplificator pentru niveluri mici cu un tranzistor cu colectorul comun.**

Se deduc formule pentru amplificarea de curent, amplificarea de tensiune, impedanţa la intrare şi la ieşire pentru un amplificator cu colectorul comun.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 10, pag. 420–421



**COMITETUL DE REDACŢIE**

ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. Gh. BALAEŞ, Conf. ing. AL. BODEAGA, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România (redactor responsabil), conf. ing. V. CĂTUNEANU, candidat în ştiinţe tehnice, prof. ing. S. CONDREA, prof. ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, laureat al Premiului de Stat, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, Vicepreşedinte al Comitetului de Radiodifuziune şi Televiziune, conf. ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. A. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ

*Redactor: Ing. M. Gîrzu*



Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie", Telefon: 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament; Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 Banca Naţională a Republicii Socialiste România. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" — Bucureşti
c. 3484

## СОДЕРЖАНИЕ


621.376.223: 621.372.632

КОНДРЯ, С.: *Кольцевой модулятор как преобразователь частоты в изменяющиеся во времени параметры.*

Рассматривается случай, когда изменяющиеся во времени параметром является фазовый сдвиг четырехполюсника модулятора, причем переход от одного значения к другому происходит скачком. Приводится расчет продуктов модуляции при различных способах перехода от одного значения фазового сдвига к другому, обратному. Принимая оператор обращения расположенным между селективными импедансами, показывается как можно теоретически свести к нулю затухание преобразователя частоты.

Telecomunicaţii, бухарест, 9, (1965), № 10, стр. 385–389

621.39 .344.6

БОБОК, П.: *Система автоматической телефонной коммутации „Кроссбар — Пентаконта" 1000 (II-я часть).*

Telecomunicaţii, бухарест, 9 (1965), № 10, стр. 390–396

621.398: 621.395.975

ДИНЕСКУ, И.: *Установка для управления, сигнализации и обратного контроля на расстоянии, применяемая при автоматизации городских станций проводного вещания С. Р. Румынии.*

Описывается способ осуществления автоматизации станций проводного вещания г. Бухареста.

Telecomunicaţii, бухарест, 9 (1965), № 10, стр. 397–401

621.391.827.22

ПОСТЕЛНИКУ, П.: *Методы определения норм величин переходов на ближнем конце и коэффициентов рассогласования телефонных линий.*

Приведен вывод предельных значений переходов на ближнем конце коэффициентов рассогласования, необходимых в случае воздушной линии или симметричного кабеля для того, чтобы величины переходных разговоров на дальнем конце, вызываемых отражаемыми токами переходов на ближнем конце, не превышали допустимых норм. .

Telecomunicaţii, бухарест, 9 (1965), № 10, стр. 402–405

534.3: 519.27

СТАНОМИР, Д.: *Теория корреляции и ее применение в акустике.*

В статье рассматриваются различные смыслы понятия корреляции, в частности применяемое в акустике понтятие корреляции, а также применение теории корреляции в приеме звуковых сигналов.

Telecomunicaţii, бухарест, 9 (1965), № 10, стр. 406–409

621.374: 621.315.2

БАРБУ, Е.: *Новый метод определения повреждений цепей путем применения импульсной техники.*

Описывается метод определения местонахождения неоднородностей на однородной линии передачи при помощи зондирующих импульсов, в котором линейная развертка заменяется курговой, а скорость перемещения электронного пятна изменяется. Интервал времени между отправлением зондирующего импульса и прибытием отраженного импульса измеряется относительно периода круговой развертки.

Telecomunicaţii, бухарест, 9 (1965),№ 10, стр. 410–414

621.315.2: 621.395.975

ГЫРЛАШУ, И.: *Применение кабелей связи с неметаллической оболочкой на линиях сельских местностей.*

Telecomunicaţii, бухарест, 9, (1965), № 10, стр. 415–416

621.397.62

СЭУЛЕСКУ, Г.: *Телевизионный приёмник ВС. 59*

Telecomunicaţii, бухарест. 9 (1965), № 10, стр. 417–419

621.375.4

ПОПЕСКУ, М.: *Усилитель для небольших величин уровней на транзисторе с общим коллектором.*

Telecomunicaţii, бухарест, 9 (1965), № 10, стр. 420–421


## INHALTSVERZEICHNIS


621.376.223: 621.372.632

CONDREA, S.: **Der Ringmodulator als Frequenzumsetzer mit zeitwechselnden Parametern.**

Es wird das Effekt einer sprunghaften Anderung der Phasenverschiebung des Modulationsvierpoles betrachtet. Die Modulatios-produkte werden für verschiedene Sprungtypen von einer gewissen Phasenverschiebung zur umgekehrten berechnet.

Der Umlenkoperator Wird als ein zwischen selektiven Impedanzen eingefügter Glied betrachtet und es wird eine Methode angedeutet, um die Dämpfung des Frequenzumsetzers theoretisch auf Nullzu bringen.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 10, S. 385–389

621.395.344.6

BOBOC, P. **Das automatische Fernsprechsystem „Crossbar Pentaconta 1000" (II-ter Teil)**

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 10, S. 390–396

621.398: 621.395.975

DINESCU, I. **Fernsteuerungs-, Fernmelde- und Fernkontrolleeinrichtung für die Automatisierung der städtischen Drahtfunkstationen.**

Es wird die Verwirklichungsweise der Automatisierung einiger Drahtfunkstationen in Bukarest dargelegt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 10, S. 397–401

621.391.827.22

POSTELNICU, P. **Methoden für die Feststellung der Normen für das Fernnebensprechen und für die Anpassung in der Fernsprechleitungen.**

Die Nahnebensprechendämpfungsgrenzen und der erforderliche Fehlanpassunggskoeffizient werden hergeleitet, um auf einer Freileitung oder auf einem symmetrischen Kabel das durch die reflektierten Nahnebensprechenströme entstandene Fernnebensprechen innerhalb der vorgeschriebenen Werte zu halten.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr, 10, S. 402–405

634.3: 519.27

STANOMIR, D. **Die Korrelationstheorie und ihre Anwendung in der Akustik.**

Die verschiedenen Bedeutungen des Korrelationsbegriffes werden vorgestellt, insbesondere seine Anwendung in die Akustik, sowie auch die Verwendung der Korrelationstheorie zum Empfang der Klangsignalen.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr 10, S. 406–409

621.374: 621.315.2

BARBU, E. **Eine neue Methode für die Erfindung der Störungen auf Leitungen mittels Pulstechnik.**

Es wird auf eine Methode für die Ortung der Ungleichar tigkeiten einer homogenen Leitung hingewiesen, die Sondier pulse mit kreisförmiger Zeitbasis und variabler Geschwin digkeit der Elektronenflecke verwendet. Die Zeitabstand zwischen der Abfahrt des Sondierpulses und dem Ankommen des reflektierten Pulses wird mittels der Periode der kreisförmigen Zeitbasis gemessen.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 10, S. 410–414

621.315.2: 621.395.975

GÎRLAŞU, I. **Die Verwendung der Fernmeldekabel mit nichtmetallischer Unhüllung in ländlichem Milieu**

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 10, S. 415–416

621.397.62

SĂULESCU, CR. **Der Fernsehempfänger VS 59**

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 10, S. 417–419

631.365.4

POPESCU, M. **Ein Transistorverstärker in Kollektorgrundschaltung für kleine Signalpegel.**

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), Nr. 10, S. 420–421

Prof. ing. SERGIU CONDREA

# Modulatorul în inel ca translator de frecvențe cu parametri variabili în timp

## 1. SEMNAL ȘI SISTEM

În telecomunicații, ca și în tehnica telecomenzilor, semnalul care transmite informația sau comanda este supus unor transformări, fie pentru a efectua transmiterea cu minimum de distorsiuni, fie pentru a transmite o cantitate cît mai mare de informație într-un interval de timp dat. Aceste două condiții formează obiectivele principale ale oricărui sistem de telecomunicații sau de telecomandă.

Distorsiunile semnalului pot fi produse de acțiunea sistemului de transmisiune sau de acțiunea unor semnale străine, purtătoare de mesaje sau de zgomot. În primul caz, distorsiunile pot fi liniare, cu păstrarea spectrului de frecvențe inițial, sau neliniare, cu modificarea (în general mărirea) spectrului de frecvențe inițial. Distorsiunile liniare sînt reversibile și se pot elimina la recepție, prin conectarea unor dispozitive corectoare de atenuare sau de fază. Distorsiunile neliniare nu sînt reversibile și nu se pot elimina la recepție decît parțial, prin filtrare.

În al doilea caz, distorsiunile semnalului sînt produse de suprapunerea unor semnale străine, producînd diafonie cînd aceste semnale sînt purtătoare de mesaje, sau zgomot, în caz contrar.

Eficacitatea transmiterii se poate mări, fie prin diviziunea în timp, fie prin diviziunea în frecvență, obținîndu-se astfel o cantitate mai mare de informație transmisă într-un interval dat. Cînd viteza fluxului de informație poate fi oricare (cînd recepția nu se face de om ci de un dispozitiv de înregistrare), mărirea eficacității înseamnă mărirea vitezei de transmitere; cînd însă transmisiunea trebuie făcută cu viteza cu care se emite mesajul (de exemplu în telefonie), mărirea eficacității înseamnă multiplexare, adică transmiterea simultană a mai multor mesaje, fie prin diviziune în spectrul de frecvențe, fie prin diviziune în intervale mici de timp.

Printre elementele componente ale unui sistem de transmisiune un rol important îl are modulatorul (demodulatorul) de semnale. Termenul de modulator nu corespunde însă tuturor dispozitivelor care poartă acest nume. În tehnica sistemelor cu curenți purtători, modulatorul, realizat în general cu diode semiconductoare, nu are rolul de modulator (de amplitudine), ci pe acel de *translator de frecvențe*. [1].

Montajul cel mai răspîndit-schema în inel-se poate utiliza însă atît pentru translația frecvențelor, cît și pentru separarea prin fază a canalelor de informație. Se poate spune deci că modulatorul în inel poate fi un *transformator de semnal* prin translația frecvențelor semnalului, sau un *separator de semnale*, prin selecția fazelor a $n$ (în general $n = 2\ m$) semnale diferite.

Dacă elementele neliniare (diodele semiconductoare) ale *modulatorului* sînt diode cu capacitate variabilă sau inductanțe saturabile, adică sînt reactanțe variabile în timp, schema poate deveni un amplificator sau un oscilator parametric.

Date fiind diversele funcțiuni ce le poate avea schema modulatorului în inel, prin diversele operații ce le poate aplica asupra semnalului, s-ar putea numi mai general *operator în inel*.

## 2. OPERATORUL ÎN INEL CA TRANSLATOR DE FRECVENȚE

În translatorul de frecvențe avem un semnal de intrare $S_i$, un purtător $P$ care servește la transpunerea frecvențelor și un semnal transpus $S_T$, la ieșire. Deoarece operatorul în inel $M$ face o dublă transpunere a benzii de frecvențe inițiale, obținîndu-se banda de frecvențe superioară, în ordinea de frecvențe inițială și banda inferioară, în ordine inversată, — după operatorul $M$ urmează un filtru trece-bandă, care extrage numai una din cele două benzi produse. De asemenea, la intrare, pentru a nu complica semnalul transpus $S_T$ cu frecvențe inutile, se conectează un filtru trece-bandă sau trece-jos, care limitează banda de frecvențe a semnalului inițial $S_i$.

În modul acesta operatorul în inel $M$ este intercalat între două terminații selective de frecvență (filtre) și ansamblul, filtru $TJ$, operator $M$, filtru $TB$, — formează translatorul de bandă de frecvențe.

Cele două obiective principale ale unui sistem de transmisiuni, cum este și translatorul de frecvențe, sînt: eficacitate maximă și distorsiuni minime (fidelitate maximă). Primul obiectiv este de natură economică, însemnînd economie de timp și de energie, iar al doilea obiectiv este de natură informațională, însemnînd transmisia corectă a informației, fără alterări sau adaosuri străine.

Eficacitatea translatorului de frecvențe se referă la două puncte de vedere:

a) din punct de vedere energetic, trebuie ca atenuarea lui pentru semnalul util să fie cît mai mică posibil și consumul de energie pentru funcționarea ca operator de semnale (puterea purtătorului) să fie de asemenea cît mai mic posibil;

b) din punct de vedere al economiei de timp, cînd translatorul operează cu semnale care se înregistrează la recepție (de exemplu semnale telegrafice), trebuie să permită o viteză cît mai mare de transmitere.

Distorsiuni minime înseamnă că translaţia frecvenţelor trebuie să se facă fără apariţia de frecvenţe străine, perturbatoare (fără distorsiuni de neliniaritate) şi fără distorsiuni liniare (de amplitudine şi de fază).

Studiul operatorului în inel cu diode redresoare se poate face în două feluri: a) considerînd diodele elemente neliniare, sub influenţa acţiunii combinate a purtătorului şi a semnalului; b) considerînd diodele elemente avînd parametrii variabili în timp, comandaţi de purtător şi făcînd corecţiile necesare pentru influenţa semnalului asupra acestor parametri. În cele ce urmează vom considera cazul al doilea, al funcţionării parametrice [2].

Semnalul a cărui bandă de frecvenţe se translateză poate fi considerat ca un semnal determinat (cu toţi parametrii cunoscuţi cert dinainte), sau ca un semnal purtător de informaţie, deci aleator (cu parametrii cunoscuţi numai statistic). Vom considera cazul întîi, cu semnalul de intrare sinusoidal.

De asemenea, rezultatele operatorului în inel asupra semnalului, aşa-numitele produse de modulaţie, pot fi considerate determinist, făcînd anumite ipoteze asupra parametrilor diodelor, sau se pot considera aleator, aplicîndu-se calculul statistic. Şi aici vom considera produsele de modulaţie cunoscute, cu alte cuvinte un operator determinist.

### 3. TRANSLAŢIA FRECVENŢELOR PRIN DEFAZARE PERIODICĂ

Translatorul de frecvenţe şi în particular elementul lui parametric, modulatorul în inel, se poate considera ca un defazor periodic, comandat de frecvenţa purtătoare. Un modulator real, compus din diode semiconductoare, este echivalent cu un modulator în inel ideal, încadrat între două atenuatoare (fig. 1). Dacă

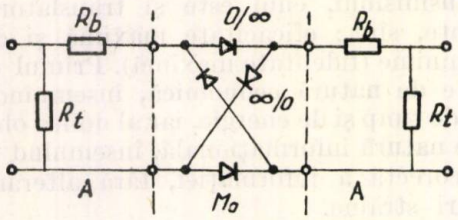



Fig. 1. *Schema echivalentă a modulatorului real*: $M_0$ — *modulator ideal cu rezistenţa zero sau* ∞; A, A — *atenuatoare*; $R_b$, $R_t$ — *rezistenţa de blocare şi de trecere*

se notează cu $R_t$ şi $R_b$ rezistenţa de trecere, respectiv de blocare a diodelor, sub acţiunea tensiunii purtătoare directă şi inversă, atenuarea, datorită acestor rezistenţe finite este [3]

$$a_R = \ln \frac{1 + \sqrt{\rho}}{1 - \sqrt{\rho}},$$

unde $\rho = R_b/R_t$ este raportul de redresare. Modulatorul ideal $M_0$ se presupune că are rezistenţa de trecere zero şi cea de oprire infinită, iar atenuarea de modulaţie $a_M = \ln(\pi/2) = 0{,}45$ N. Deoarece funcţia acestui modulator $M_0$ este de a inversa tensiunea instantanee a semnalului $S$ la fiecare semiperioadă $T/2$ a frecvenţei purtătoare $\Omega = 2\pi/T$, se poate considera că este un defazor cu parametrii variabili periodic.

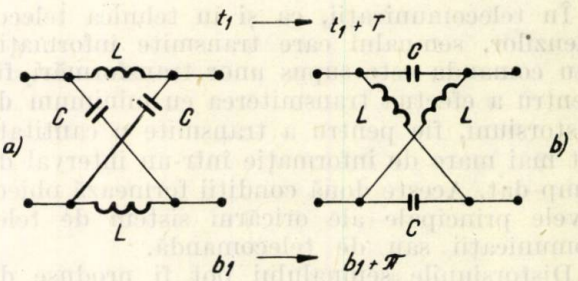



Fig. 2. *Defazor cu parametrii variabili în timp*: — *la momentul* $t_1$, *schema* a) *cu defazarea* $b_1$; — *la momentul* $t_1 + T$ *schema* b) *cu defazare* $b_1 + \pi$; — *L. C reactanţe variabile discontinuu (de la L la C şi invers)*

Defazorul acesta, presupus în schemă $X$, are în braţele longitudinale rezistenţele $R_d(t)$ şi în cele încrucişate $R_i(t)$. Aceste rezistenţe ideale variază în timp, avînd într-o semiperioadă $T/2$ valorile $R_d = 0$, $R_i = \infty$, iar în semiperioada următoare $R_d = \infty$, $R_i = 0$. În loc de rezistenţe se pot considera reactanţe ideale $X_a$ şi $X_b$, avînd aceeaşi valoare absolută, dar semne opuse, variabile cu frecvenţa purtătoare $\Omega$. Cînd reactanţele $X_a$ sînt de exemplu inductive, reactanţele $X_b$ sînt capacitive şi invers. Trecerea reactanţelor de la un semn la altul se presupune că se face abrupt, astfel că nu apar rezistenţe negative (fig. 2)

Dacă trecerea s-ar face prin variaţie continuă, de exemplu valoarea unei capacităţi $C$ ar scădea pînă la zero, iar apoi s-ar transforma în inductanţă, crescînd pînă la $L$, am avea în prima scădere, sub acţiunea tensiunii purtătoare $U_p$, tensiunea la bornele capacităţii

$$u_C = \frac{d}{dt}(Cu) = \frac{dC}{dt}u + C\frac{du}{dt}.$$

Scriind primul termen din membrul al doilea

$$\frac{dC}{dt}u = \frac{dC}{du}\frac{du}{dt}u = Cu,$$

se vede că derivata $du/dt$ poate deveni negativă (cînd tensiunea instantanee scade) şi deci $dC/dt$, care este de natura unei conductanţe, va fi în acest timp negativă [4]. În acest caz am avea un amplificator, parametric.

Revenind la cazul ideal, al trecerii discontinue de la $C$ la $L$ şi invers, vom avea în fiecare semiperioadă a undei purtătoare o inversiune a semnalului $S$ (fig. 3).

Acest inversor periodic este deci echivalent cu modulatorul format din rezistenţe ideale, zero şi infinit, cu singura deosebire că semnalul are o întîrziere de $T/2$.

Dacă translaţia frecvenţelor se face cu un purtător de frecvenţă mai mică decît a semnalului ($\Omega_p < \omega_s$), obţinîndu-se frecvenţele laterale $\omega_s \pm \Omega_p$, inversiunea produsă de purtător în modulatorul ideal se poate interpreta ca o defazare periodică cu $\pi$ radiani, a semnalului de frecvenţă $\omega_s$. Generalizînd pentru cazul cînd frecvenţa purtătoare este mai mare decît a semnalului, vom spune că avem tot o defazare periodică de $\pi$, aplicată pe intervale mai scurte decît o perioadă $t_s$ a semnalului.

Operatorul de inversare a semnalului în modulatorul ideal $M_0$, poate fi de mai multe feluri [5].

a) În general se consideră că acest operator are forma unei unde dreptunghiulare (fig. 4).

Acest operator se poate exprima prin seria

$$Q(t) = \sum_{1}^{\infty} \frac{4}{\pi n_i} \sin n_i \Omega t, \qquad (1)$$

unde $n_i = 1, 3, 5, \ldots$ şirul numerelor impare, iar $\Omega = 2\pi F = 2\pi/T$, este frecvenţa unghiulară a purtătorului.

Aplicînd acest operator unui semnal, presupus sinusoidal, se obţine semnalul modulat.

$$S_M = \sin \omega t \cdot Q(t) = \sin \omega t \sum_{1}^{\infty} \frac{4}{\pi n_i} \sin n_i \Omega t. \qquad (2)$$

Dezvoltînd, se obţin frecvenţele laterale ($n_i \Omega \pm \omega$), cu amplitudine $2/n_i\pi$ — prima, corespunzătoare frecvenţelor utile $\Omega \pm \omega$, fiind $2/\pi$.

b) Dacă operatorul care se aplică semnalului nu este o undă dreptunghiulară, ci una *sinusoidală*, semnalul modulat va fi

$$S_M = \sin \omega t \cdot \sin \Omega t = \frac{1}{2} \sin (\Omega \pm \omega) t, \qquad (3)$$

cu amplitudinea $1/2 < 2/\pi$. Deci, prin utilizarea unui operator pur sinusiodal, atenuarea de modulaţie $a_M$ este ceva mai mare decît $\ln(2/\pi) = 0{,}45$, în schimb nu apar distorsiuni neliniare sub forma frecvenţelor laterale superioare ($n_i \Omega \pm \omega$).

c) Operatorul aplicat semnalului mai poate fi de forma

$$P(t) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \Omega t\right). \qquad (4)$$

Într-adevăr, argumentul din paranteză variază sinusoidal, cu frecvenţa $\Omega$, între valorile extreme $+\pi/2$ şi $-\pi/2$. Operatorul $P(t)$ variază deci între valorile extreme $+1$ şi $-1$, ca şi operatorul $Q(t)$ de la (1), cu deosebirea că trecerea de la $+1$ la $-1$ şi invers nu se face discontinuu, ci continuu.

Aplicînd operatorul $P(t)$ asupra unui semnal sinusoidal, se obţine folosind funcţiile Bessel,

$$S_M = \sin \omega t \cdot P(t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}\left(\frac{\pi}{2}\right) \sin (2n + 1) \Omega t. \sin \omega t. \qquad (5)$$

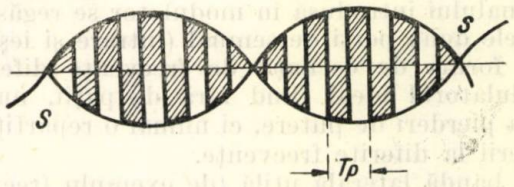



Fig. 3. *Inversarea semnalului* S *la fiecare semiperioadă* $T/2$

Şi aici apar, ca în (2), un număr infinit de frecvenţe laterale $n_i \Omega \pm \omega$, cu amplitudinea primei frecvenţe utile.

$$J_1\left(\frac{\pi}{2}\right) \approx 0{,}56.$$

Această valoare este puţin mai mare decît cea obţinută cu operator sinusoidal (0,5) şi ceva mai mică decît pentru operatorul dreptunghiular (0,63). În schimb, amplitudinile armonicilor impare ($n_i \Omega \pm \omega$), scad mult mai repede, fiind de exemplu $A_3 = 0{,}07$, $A_5 = 0{,}0001$, faţă de $A_3' = 0{,}21$, $A_5' = 0{,}125$, la operatorul dreptunghiular.

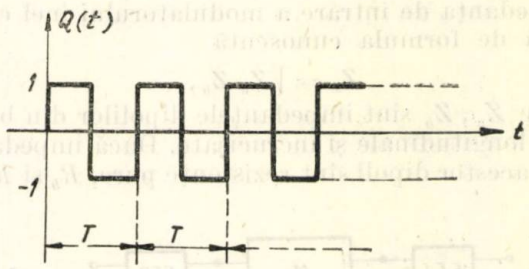



Fig. 4. *Purtător (operator) de formă dreptunghiulară, cu perioada* $T$.

Se vede că, prin alegerea unui anumit tip de operator de inversiune, se pot obţine rezultate diferite privitoare la atenuarea şi distorsiunea translatorului de frecvenţă.

## 4. MODULATOR CU TERMINAŢII SELECTIVE

După cum s-a văzut, translatorul de frecvenţe este compus din modulatorul propriu-zis şi două filtre conectate la intrare şi la ieşire. Filtrul de la intrare selectează banda de frecvenţe a semnalului iniţial, iar filtrul de la ieşire selectează banda de frecvenţe laterale care se transmite mai departe.

Aceste filtre trebuie să fie adaptate cu impedanţele de intrare şi de ieşire ale modulatorului, la frecvenţele utile la poarta respectivă. Astfel, la intrare frecvenţele utile sînt cuprinse în banda de frecvenţe a semnalului, fiind selectate de un filtru trece-jos. La ieşire, frecvenţele utile sînt cuprinse într-o bandă laterală, de exemplu banda laterală inferioară, $\Omega_p - \omega$.

Considerînd modulatorul ideal, cu operatorul dreptunghiular (1), însemnează că toată puterea semnalului introdusă în modulator se regăseşte la cele două porţi de semnal (intrare şi ieşire), sub forma de oscilaţii de frecvenţe diferite. Modulatorul ideal fiind fără disipaţii, nu va avea pierderi de putere, ci numai o repartiţie a puterii la diferite frecvenţe.

O bandă laterală utilă (de exemplu frecvenţele $\Omega - \omega$) are faţă de semnalul iniţial o atenuare de 0,45 N, reprezentînd tocmai produsele de modulaţie de alte frecvenţe. Dacă se consideră şi banda laterală superioară ($\Omega + \omega$), a cărei atenuare faţă de semnal este tot 0,45 N, atenuarea corespunzătoare ambelor benzi laterale ($\Omega \pm \omega$), faţă de semnalul iniţial, este

$$a_T = 0{,}45 - 0{,}35 = 0{,}10\,\mathrm{N}$$

Se vede că majoritatea însemnată din energia semnalului se regăseşte în cele două benzi laterale, care însumează aproximativ 90% din puterea totală a semnalului. De aceea este interesant să se reducă atenuarea modulatorului, în special prin recuperarea energiei din banda de frecvenţe *suprimată*.

În acest scop se utilizează caracterul reversibil al modulatorului şi reflectarea undelor de diferite frecvenţe, la cele două terminaţii. Impedanţa de intrare a modulatorului inel este dată de formula cunoscută

$$Z_x = \sqrt{Z_a\, Z_b},$$

unde $Z_a$, $Z_b$ sînt impedanţele dipolilor din braţele longitudinale şi încrucişate. Dacă impedanţele acestor dipoli sînt rezistenţe pure, $R_b$ şi $R_{tr}$,

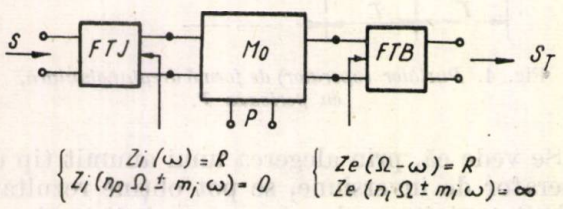



Fig. 5. *Modulator cu terminaţii selective*: $M_0$ — *modulator-inversor ideal*; *FTJ — filtru trece jos cu impedanţa R la frecvenţele semnalului şi zero la celelalte frecvenţe*; *FTB — filtru trece bandă cu impedanţa* R *la frecvenţele unei benzi laterale şi infinită la celelalte.*

avem în cele două situaţii de polarizare, expresia impedanţei caracteristice a modulatorului

$$Z_M = \sqrt{Z_a\, Z_b} = R.$$

Pentru ca această condiţie să fie îndeplinită, trebuie ca impedanţele $Z_a$, $Z_b$ să fie inverse între ele, ceea ce înseamnă că ele pot fi sau rezistenţe inverse ($R_a\, R_b = R^2$) sau rectanţe inverse, $-jX_a \cdot jX_b = R^2$.

Pentru a avea transfer optim de putere de la semnalul iniţial $S$ de la intrare, la semnalul transpus $S_T$ de la ieşire, trebuie ca la cele două intrări să avem adaptare pe imagini, în banda respectivă de frecvenţe. Deci impedanţa filtrului trece jos de la intrare, în banda sa de trecere (de exemplu la frecvenţe vocale $\omega$) trebuie să fie egală cu $R$. De asemenea, impedanţa filtrului trece bandă de la ieşire, în banda sa de trecere (de exemplu la frecvenţele $\Omega - \omega$), trebuie să fie egală tot cu $R$.

Pe lîngă aceste frecvenţe utile, la intrarea modulatorului vor apare frecvenţe de tipul $n_p\, \Omega \pm m_i\, \omega$, iar la ieşire frecvenţe de tipul $n_i\, \Omega \pm m_i\, \omega$, unde indicele $p$ se referă la armonici pare şi indicele $i$ la armonici impare. Printre acestea cele mai importante sînt; la intrare armonica treia a semnalului ($3\,\omega$) şi la ieşire, banda laterală *suprimată* ($\Omega + \omega$) şi distorsiunile din banda $\Omega - 3\omega$. Aceste frecvenţe neutile produc perturbaţii şi deci micşorează cantitatea de informaţie transmisă prin translatorul de frecvenţe.

Eliminarea acestor frecvenţe dăunătoare se poate face, fie suprimînd oscilaţiile corespunzătoare, prin absorbţia lor în rezistenţe, fie prin transformarea lor în frecvenţe utile, în care caz se obţine şi o creştere a puterii semnalului modulat (o micşorare a atenuării de modulaţie).

Pentru transformarea produselor de modulaţie inutile în frecvenţe utile (de exemplu $\omega$ la intrare şi $\Omega - \omega$ la ieşire), se pot utiliza reflexiile la cele două terminaţii selective şi proprietăţile reversibile ale operatorului de comutaţie $M_0$ [6].

Astfel, dacă impedanţa filtrului conectat la intrare este $Z_i = R$ la frecvenţele semnalului $\omega$, şi $Z_i = 0$ la celelalte frecvenţe $n_p\, \Omega \pm m_i\, \omega$, iar impedanţa filtrului conectat la ieşire este $Z_e = R$ la frecvenţele semnalului modulat $\Omega - \omega$ şi infinită la celelalte frecvenţe $n_i\, \omega \pm \pm m_i\, \omega$, se poate obţine teoretic o transformare totală a frecvenţelor în frecvenţe utile (fig. 5).

Considerînd modulatorul ideal (operator de inversiune), deci fără defazări şi fără disipaţii, toată energia semnalului iniţial se va regăsi în energia tuturor produselor de modulaţie. La ieşire, din ansamblul de frecvenţe $n_i\, \Omega \pm m_i\, \omega$ sosite, banda utilă $\Omega - \omega$ va fi absorbită de sarcină, iar toate celelalte frecvenţe se vor reflecta, cu un coeficient de reflexie $\rho = 1$. Tensiunea reflectată va avea acelaşi semn ca cea incidentă şi curentul reflectat va fi de semn opus celui incident, deci fluxul de putere va avea sensul reflectat.

La intrare, semnalele sosite după reflexia la ieşire şi translaţia de frecvenţe suferită în

modulator, vor avea frecvenţe $n_p\ \Omega \pm m_i\ \omega$. Dintre acestea, frecvenţa cu $n_p = 0$ şi $m_i = 1$, adică frecvenţa $\omega$ a semnalului iniţial întîlneşte o impedanţă adaptată $R$, astfel că puterea ei se adună cu a semnalului emis iniţial, o jumătate absorbindu-se în rezistenţa internă a generatorului echivalent şi o jumătate emiţîndu-se spre ieşire. Oscilaţiile de alte frecvenţe se reflectă total în impedanţa zero ce o prezintă terminaţia la aceste frecvenţe şi se îndreaptă spre ieşire, împreună cu frecvenţa $\omega$ a semnalului. La ieşire fenomenul se repetă ca mai sus (absorbţia în receptor a frecvenţelor utile $\Omega - \omega$ şi reflexia totală a celorlalte frecvenţe) ş.a.m.d. Timpul de propagare prin modulator fiind foarte scurt toate aceste reflexii şi modulaţii succesive se efectuează aproape simultan şi rezultatul este că toată puterea semnalului emis de generatorul echivalent se împarte în două părţi egale, una de frecvenţă $\omega$ absorbită în rezistenţa internă a generatorului, alta de frecvenţă $\Omega - \omega$, absorbită de sarcina receptorului. Atenuarea teoretică este deci zero.

Acelaşi lucru se poate obţine şi în alte condiţii, care asigură reflexia totală a produselor de modulaţie nedorite ca cele două terminaţii. Astfel, dacă filtrul la intrare are impedanţa $R$ pentru frecvenţe $\omega$ şi impedanţa $jR$ pentru frecvenţele nedorite, iar filtrul la ieşire are impedanţa $R$ pentru $\Omega - \omega$ şi $-jR$ pentru celelalte frecvenţe, coeficientul de reflexie la intrare şi la ieşire va fi $\pm 1$ şi anularea atenuării de modulaţie se va obţine ca mai sus.

## 5. REDUCEREA PRODUSELOR DE MODULAŢIE PRIN DEFAZARE

Utilizarea filtrului de banda la ieşire se poate evita prin utilizarea unui montaj de modulator în duplex, prin care se suprimă frecvenţele laterale inferioare sau superioare. Metoda este cunoscută [7] pentru obţinerea unei modulaţii cu o singură bandă laterală. Schema montajului este arătată în figura 6.

Semnalul $S$ la intrare se bifurcă pe două căi : pe una trece nemodificat în modulatorul inel $M_1$, alimentat cu purtătorul $P$, iar pe alta trece în prealabil printr-un defazor care produce o defazare constantă $b = \pi/2$ în toată banda de frecvenţe $\omega$ şi apoi intră în modulatorul $M_2$, alimentat de purtătorul $P'$, de aceeaşi frecvenţă, dar defazat cu $\pi/2$ faţă de $P$.

Produsele de modulaţie din cele două modulatoare se însumează în dispozitivul $\Sigma$ şi se obţine la ieşire semnalul modulat $S_M$, format dintr-o singură bandă laterală, $\Omega - \omega$ sau $\Omega + \omega$. Procedeul permite eliminarea unei benzi laterale din cele două, cînd intervalul de frecvenţe dintre ele este mic, şi filtrarea este dificilă. Complicaţia constă în realizarea unui defazor de bandă largă şi de defazare constantă $\pi/2$ pentru semnalul la intrare, precum şi în necesitatea de a avea două modulatoare identice lucrînd în cuadratură de fază.

Dacă purtătorii utilizaţi au forma de undă dreptunghiulară şi unul din ei este întîrziat faţă de celălalt cu $T/2$ ($T$ fiind perioada oscilaţiei fundamentale), atunci şi toate frecvenţele laterale de tipul

$$n_i\ \Omega + m_i\omega \text{ sau } n_i\ \Omega - m_i\ \omega$$

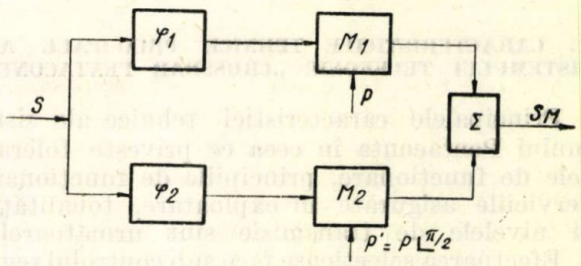



Fig. 6. *Schema-bloc de eliminare a unor produse neavute prin defazare* : $\varphi_1$, $\varphi_2$ — *defazoare de* $b_1$, *respectiv* $b_1 + \pi/2$ ; $M_1$, $M_2$ — *modulatoare în inel, identice* ; $P$, $P'$ — *purtătorul pentru* $M_1$ *şi acelaşi, pentru* $M_2$, *defazat cu* $\pi/2$ ; $\Sigma$ — *sumator de semnale* ; $S_M$ — *semnal translatat (BLU)*

vor fi suprimate, o dată cu suprimarea benzii laterale eliminate ($\Omega - \omega$ sau $\Omega - \omega$). Se obţine astfel o reducere la jumătate a produselor de modulaţie nedorite de la ieşire, o dată cu eliminarea unei benzi laterale.

## 6. INCHEIERE

Studiul translatorului de frecvenţă, cu diode semiconductoare sau cu reactanţe variabile în timp, considerate ca elemente liniare cu parametrii variabili, conduce la concluzii interesante atît în privinţa performanţelor acestui dispozitiv ca atare, cît şi pentru alte dispozitive utilizate în telecomunicaţiile moderne.

Aplicarea metodelor studiate, la dispozitivele cu reactanţe variabile continuu, deci cu rezistenţe negative, permite o nouă interpretare a convertoarelor de frecvenţă şi a amplificatoarelor parametrice cu zgomot propriu redus, utilizabile în transmisiunile la mare distanţă, terestre sau spaţiale, cu nave cosmice sau prin sateliţi artificiali.

BIBLIOGRAFIE


[1] CONDREA, S. *Liniarizarea modulatorului cu semiconductoare*, Telecomunicaţii, 5 (1961) nr. 5, mai, pag. 193 — 198.

[2] KURTH, CAROL. *Die Analogie von zeitvarablen Netzwerken unter Verwendung einer Spektral matrix in Frequenzbereich*, Archiv der elektrischen Übertragung, 17 (1963) nr. 5, mai, pag. 237—248

[3] CONDREA, S. *Modulatorul cu elemente redresoare în sistemele de telefonie cu curenţi purtători*, Telecomunicaţii, 2 (1958) nr. 5, mai, pag. 205—210.

[4] BELEVITCH, VITOLD. *Théorie des circuits non-linéaires en régiune alternatif*, Paris, Gauther Villard, 1959,

[5] CONDREA, S., POSTELNICU, P., UIDILĂ I. şi TRIFU Gh. *Telefonia la mare distanţă*, Bucureşti Editura tehnică, 1965, pag. 323—365

[6] BAUCH, H. *Über das Anpassungsproblem beim Ring und Doppelgogentaktmodulator mit Filterabschluss auf beiden Seiten* Archiv der elektrischen Übertragung, 15 (1961) nr. 1, ianuarie, pag. 1—17.

[7] ŞTEIN, B. B. şi CERNIAK, N. A. *Odnopolosnaia moduliaţia s pomoşciu fazovîh shem*, Moscova, Sviazizdat, pag. 104—112.

Ing. PETRU BOBOC

# Sistemul de comutație telefonică automată „crossbar-pentaconta 1000"

(partea II-a)

## C. CARACTERISTICILE TEHNICE PRINCIPALE ALE SISTEMULUI TELEFONIC „CROSSBAR PENTACONTA"

Principalele caracteristici tehnice ale sistemului Pentaconta în ceea ce privește toleranțele de funcționare, principiile de funcționare, serviciile asigurate în exploatare, tonalitățile și nivelele de transmisie sînt următoarele:

Efectuarea selecției se face sub controlul registrului; blocajul intern al centralei este redus din cauza existenței circuitelor de intrajutorare din treptele de selecție.

Pentru interconectarea cu alte tipuri de centrale, de exemplu cu centralele Rotary, se folosește semnalizarea în frecvență vocală cu autocontrol și circuite speciale de transmitere și recepție asociate registrelor. Traficul telefonic dintre mai multe centrale locale sau interurbane se poate scurge prin trei rute ocolitoare.

Centralele de instituție *PBX* pot fi conectate la orice linie dintr-o grupă de o mie din centrala urbană, putîndu-se astfel uniformiza traficul telefonic. Aparatele telefonice post public se pot conecta de asemenea la orice linie din centrala urbană, fiind necesar un circuit adaptor care să asigure încasarea sau restituirea monedelor introduse în aparat. Se pot instala abonați cuplați, avînd contorizare separată și secretul convorbirii asigurat.

Convorbirile locale sînt înregistrate la contorul de abonat la răspunsul postului chemat; convorbirile interurbane se înregistrează la același contor de abonat, numărul de impulsuri trimis la contor fiind în funcție de durata convorbirii și de zona de taxare. La baza înregistrării interurbane se află taxa unitară urbană.

Echipamentul Pentaconta permite identificarea posturilor chemătoare de la pozițiile interurbane manuale în vederea introducerii sistemului de deservire imediată;

— circuitele de verificări automate (robot) permit înregistrarea deranjamentelor pe cărți perforate, pentru sistematizarea întreținerii;

— serviciile speciale pot fi unele taxate și altele netaxate;

— centrala urbană permite introducerea în rețeaua locală a concentratoarelor (centrale de bloc), pentru economie de circuite.

În cadrul fiecărei grupe de o mie de abonați din centrala urbană se poate echilibra traficul prin schimbarea unor punți în repartitoarele intermediare, însă fără schimbarea numerelor telefonice ale abonaților.

Performanțele calitative garantate de echipamentul Pentaconta sînt:

— atenuarea maximă introdusă de o centrală este de 0,1 N la 800 Hz;

— tensiunea psofometrică de zgomot provocată în circuitele de convorbire este mai mică de —12 N, această valoare fiind asigurată de calitatea superioară a contactelor;

— diafonia măsurată între circuitele de convorbire este de minim 10 N.

Tensiunea de alimentare a sistemului Pentaconta este de 48 V, funcționînd normal în limitele 44—56 V.

Tonul de formare a numărului (de disc) este trimis din registrul, fiind de 450 Hz, curentul de apel pentru acționarea soneriei din aparatele telefonice, este de 75 V, 50 Hz, tonul de ocupat este de 450 Hz întrerupt.

Sistemul Pentaconta reclamă de la rețeaua în care va fi încadrat satisfacerea următoarelor condiții:

— rezistența maximă a liniei de abonat, inclusiv aparatul telefonic, să fie de 1 500 Ω;

— rezistența minimă de izolament între firele liniei sau între un fir al liniei și pămînt să fie de 20 000 Ω;

— rezistența maximă a liniilor de joncțiune între centrale să fie de 2 400 Ω;

— rezistența minimă de izolament între firele joncțiunii sau între un fir al joncțiunii și pămînt să fie de 30 000 Ω;

— viteza de rotație a discului aparatului telefonic poate varia între 8 și 14 impulsuri pe secundă.

Din analiza principalelor caracteristici tehnici enumerate mai sus rezultă că sistemul Crossbar Pentaconta este un sistem modern, satisfăcînd normele și condițiile Comitetului Consultativ Internațional de Telefonie și Telegrafie atît pentru centrale automate urbane cît și pentru centrale interurbane automate, internaționale, rurale, centrale de instituții și concentratoare.

## D. ELEMENTELE PRINCIPALE CONSTITUTIVE ALE SISTEMULUI „CROSSBAR PENTACONTA"

### a) Generalități

Ținînd seama că pretutindeni investițiile necesare pentru dezvoltarea telefoniei se ridică la valori importante, la elaborarea noilor sisteme de comutație telefonică se caută ca elementele constitutive (selectare, circuite, joncțiuni) să fie cît mai bine folosite, permițînd scurgerea unui trafic telefonic cît mai mare posibil pe fiecare selector sau joncțiune.

Creșterea utilizării liniilor posturilor de abonați din rețea este însă limitată la traficul maxim pe care-l poate produce un abonat. Totuși, pentru a se utiliza mai bine și liniile de abonați s-a introdus, după cum este cunoscut, sistemul de doi abonați pe linie precum și concentratoare ce se instalează în blocuri de locuințe și care prin numărul redus de joncțiuni

(circuite) către centrala de oficiu față de numărul de abonați conectați în concentratoare, permite ca traficul telefonic scurs prin fiecare joncțiune să fie mai mare.

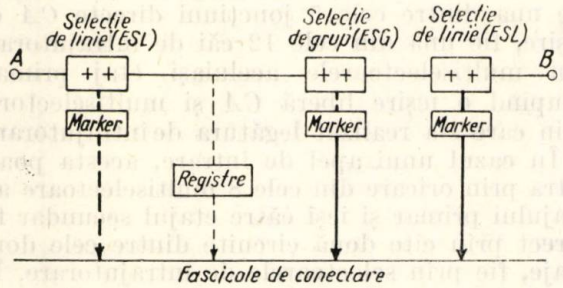



Fig. 1. *Diagrama simplificată de conexiune a unei CTA Pentaconta locală*

În figura 1 este reprezentată o schemă simplificată de conexiune a unei centrale locale Pentaconta. După cum se observă, abonații sînt conectați în treaptă de selecție de linie. În această treaptă de selecție de linie care constituie un etaj de concentrare a traficului, traficul pe joncțiunile de intrare (linii de abonat) este mai mic decît cel de pe joncțiunile de ieșire către treapta de selecție de grup. În treapta de selecție de grup, care constituie un etaj de distribuție a apelurilor, traficul de intrare pe joncțiunile de intrare este aproximativ egal cu cel de pe joncțiunile de ieșire. Etajul final de selecție de linie este un etaj de expansiune la care traficul de pe joncțiunile de intrare este mai mare decît cel de pe joncțiunile de ieșire (linie de abonat). După cum se observă, conectarea și expansiunea traficului se realizează de selecția de linie iar în selecția de grup se efectuează numai distribuția traficului către elemente diferite de selecție de linie, conform numerelor abonaților chemați. În angajarea selectoarelor precum și în efectuarea selecției participă și markerii și registrele din centrală, semnalizările respective de angajare și selecție transmițîndu-se prin fascicolele concentratoare.

După stabilirea legăturii (selectarea postului chemat) atît markerii cît și registrele se eliberează pentru deservirea unui nou apel.

În cele ce urmează se prezintă succint elementele constitutive principale ale sistemului Pentaconta :

— elementele de selecție de linie și de grup,
— organele de control cuprinse în elementele de selecție,
— jonctorii registrelor,
— alimentatorii,
— repartitoare intermediare și repartitoare diverse și
— unitatea de control.

b) **Constituirea elementelor de selecție**

Elementele de selecție de linie și de grup sînt constituite fiecare din cele două etaje de multiselectare, primul numindu-se etaj primar iar al doilea etaj secundar.

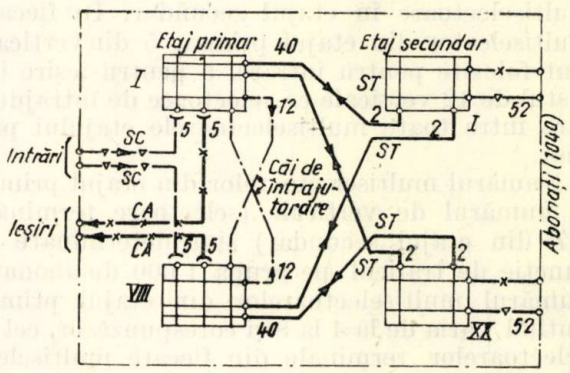



Fig. 2. *Element de selecție de linie*

În figurile 2 și 3 sînt reprezentate cele două etaje de multiselectare interconectate din treapta de selecție de linie și din cea de grup. În treapta de selecție de linie, în etajul primar, pe verticalele multiselectoarelor sînt conectate intrări și ieșiri de la treapta de selecție de grup, iar în etajul secundar pe orizontalele multiselectoarelor, se conectează abonații (52 de abonați la fiecare multiselector).

În etajul primar, așa cum se observă, mai sînt utilizate o parte din verticalele și orizontalele multiselectoarelor ca selectoare de întrajutorare. Astfel, din cele 52 de ieșiri ale etajului primar, 40 sînt utilizate pentru căi directe către etajul secundar iar 12 ieșiri sînt căi de întrajutorare cu alte multiselectoare din elementul de selecție de linie considerat. Joncțiunile dintre

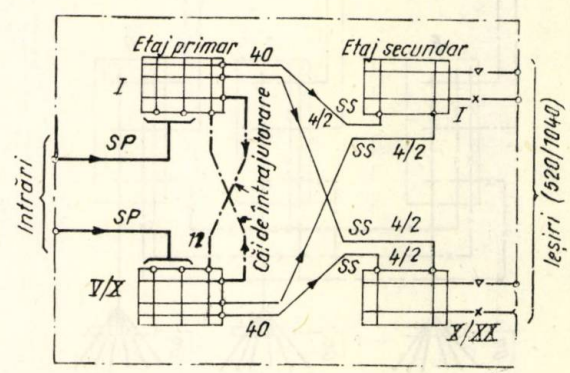



Fig. 3. *Element de selecție de grup*

etajul primar și cel secundar sînt de ambele sensuri, fiind utilizate atît pentru sensul de chemător, în care caz elementul de selecție de linie are rol de căutător de apel, cît și pentru stabilirea legăturilor cu liniile chemate, caz în care acest element are rol de selector final.

Un element de selecţie de linie deserveşte o grupă de 1 040 linii din care 1 000 de linii pentru abonaţii normali iar 40 (fără numerotare) pot fi folosite pentru diferite servicii sau joncţiuni de *PBX* (centrale de instituţii).

Elementul de selecţie de linie este compus din 8 multiselectoare în etajul primar şi din 20 de multiselectoare în etajul secundar. În fiecare multiselector din etajul primar, 5 din verticale sînt folosite pentru intrare, 5 pentru ieşire iar restul de 12 verticale ca selectoare de întrajutorare între toate multiselectoarele etajului primar.

Numărul multiselectoarelor din etajul primar şi numărul de verticale (selectoare terminale *ST* din etajul secundar) sînt determinate în funcţie de traficul pe grupa 1 000 de abonaţi, numărul multiselectoarelor din etajul primar putînd varia de la 4 la 8 şi corespunzător, cel al selectoarelor terminale din fiecare multiselector din etajul secundar între 8 şi 16. Aşa cum se vede întotdeauna în etajul secundar, numărul multiselectoarelor este de 20, pentru a se forma grupa de 1 040 linii (20 × 52), la acest etaj variind numai numărul verticalelor (selectoare terminale pe fiecare multiselector) în funcţie de trafic. Deoarece din fiecare multiselector din etajul primar sînt utilizate 40 circuite directe către etajul secundar, rezultă că de la fiecare etaj primar către etajul secundar sînt cîte două circuite de legătură în ambele sensuri (figura 2).

Pentru a arăta funcţionarea elementului de selecţie de linie, reprezentat simplificat în figura 2 să considerăm un apel de aplicare de la un abonat din această grupă, presupunînd că abonatul face parte din primii 50 de abonaţi din multiselectorul 1. La ridicarea microreceptorului el poate angaja una din cele două ieşiri din multiselectorul din care face parte către cele 8 multiselectoare din etajul primar. Dacă primele două ieşiri sînt ocupate, apelul poate fi continuat prin următoarele două ieşiri, spre etajul primar. Presupunem că s-a angajat o joncţiune din primul multiselector al etajului primar. Pentru a ieşi mai departe către elementul de selecţie de grup, se pot angaja fie una dintre cele 5 joncţiuni directe *CA* de ieşire, fie una din cele 12 căi de întrajutorare din multiselectoarele aceluiaşi etaj primar, ocupînd o ieşire liberă *CA* şi multiselectorul prin care s-a realizat legătura de întrajutorare.

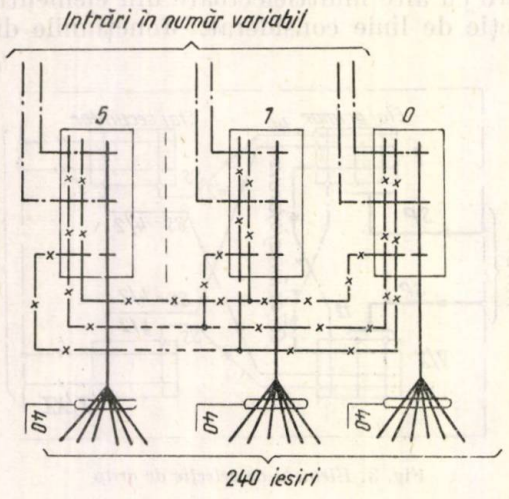



Fig. 4. *Element de selecţie de grup cu un etaj avînd 240 ieşiri*

În cazul unui apel de intrare, acesta poate intra prin oricare din cele 8 multiselectoare ale etajului primar şi ieşi către etajul secundar fie direct prin cîte două circuite dintre cele două etaje, fie prin selectoarele de întrajutorare. În cazul intrării, elementul de selecţie de linie are rol de selector final, căutînd linia postului chemat.

În figura 3 este reprezentată schema unui element de selecţie de grup. În funcţie de mărirea centralei, acesta poate fi constituit pentru 240, 520 sau 1 040 ieşiri.

Elementul de selecţie de grup din figură este reprezentat pentru 520 sau 1 040 ieşiri. Faţă de elementul de selecţie de linie circuitele între etajul primar şi cel secundar sînt în acest caz într-un singur sens, de la intrare către ieşire. După cum rezultă din această figură, în funcţie de numărul de ieşiri, variază şi numărul de multiselectoare din fiecare etaj, precum şi numărul de circuite directe de la fiecare etaj primar către etajul secundar.

În figura 4 este reprezentată diagrama unui element de selecţie de grup, constituit dintr-un singur etaj şi avînd 240 de ieşiri. Schema prezentată este folosită în centrale de capacitate mică în care, pentru simplificarea elementului de selecţie de grup, acesta este realizat numai din etajul primar.

### c) Organe de control din elementele de selecţie

La realizarea unei comunicaţii prin centrala Pentaconta este necesar ca o serie de elemente ca selectorul de linie, selectoarele de grup, registre, markeri etc., să fie testate şi apoi ocupate în acest scop. Toate aceste operaţiuni sînt efectuate printr-o serie de circuite şi relee care constituie organele de control cuprinse în fiecare element de selecţie.

Un rol important în stabilirea comunicaţiilor îl au markerii de linie şi de grup.

*Markerul de linie* are funcţia de a defini linia căutată, de a recunoaşte starea sa liberă sau ocupată şi de a comanda ocuparea unei căi libere între intrarea fixă şi o anumită ieşire necesară.

Pentru o grupă de 100 de linii din centrală sînt prevăzuţi doi markeri care cooperează şi pot satisface separat o comunicaţie în aşa fel încît, în cadrul unor apeluri necesive, fiecare marker să poată deservi cîte un apel. În situaţia defec-

tării unuia, toate apelurile vor fi preluate de cel rămas în funcțiune. În cazul mai multor apeluri simultane, markerul, în scopul de a egaliza traficul în selectoarele de 50 de puncte din cadrul elementelor de selecție de locul respectiv, transmite categoria liniei sub forma unor informații paralele în codul *2 din 5* la registru care, prin logica sa internă, stabilește ordinea de realizare a apelurilor.

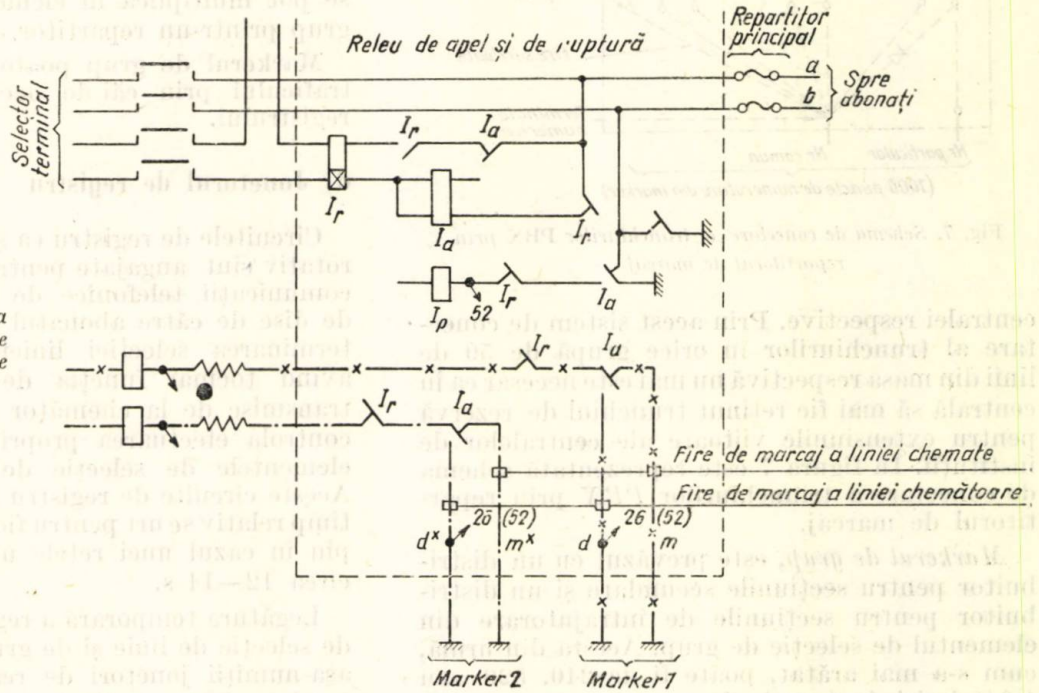



Fig. 5. *Schema de marcare a liniei chemătoare și chemate în elementul de selecție de linie*

În figura 5 se reprezintă simplificat schema de marcare a liniei chemătoare și chemate în elementul de selecție de linie.

Așa cum s-a mai arătat, elementul de selecție de linie are un dublu rol — de căutător de apel pentru linii chemătoare și de selector final în cazul liniei chemate. Astfel căutarea liniilor chemătoare care doresc să efectueze apeluri, un releu din markerul angajat trimite un potențial de plus (pământ) pe firele multiplicate prin contactele de lucru ale diverselor relee de apel *Ia* corespunzătoare. Acest potențial se transmite prin contactele de repaos ale releelor de ruptură *Tr* în selectoarele de 50 de puncte din elementul de selecție de linie. În cazul căutării liniei chemate, markerul angajat primește din registru ultimele trei cifre ale numărului liniei chemate în codul *2 din 5* de exemplu 3 × 2 informații paralele, recepționate în trei grupe de relee receptoare. Markerul controlează codul și sistemul său de marcaj, transmite un potențial de plus (pământ) pe un fir separat (de marcaj) către linia chemată, acesta ajungînd în selectorul format de 50 de puncte prin contactele de repaos ale releelor de apel *Ia* și de ruptură *Tr* ale liniei chemate.

Firele de marcaj sînt trecute printr-un repartitor de marcaj care este prevăzut pentru fiecare marker.

Repartitorul de marcaj introdus în sistemul Pentaconta reprezintă o serie de avantaje și anume;

1) Se poate echilibra traficul în toate selectoarele de 50 de linii din elementul de selecție de o mie de linii prin simpla schimbare a firelor săritoare de pe terminalele de poziție și terminalele numerice din repartitor ale firelor de marcaj. Deci în acest sistem, echilibrările de trafic din centrală se pot realiza fără schimbarea numărului abonaților din rețea.

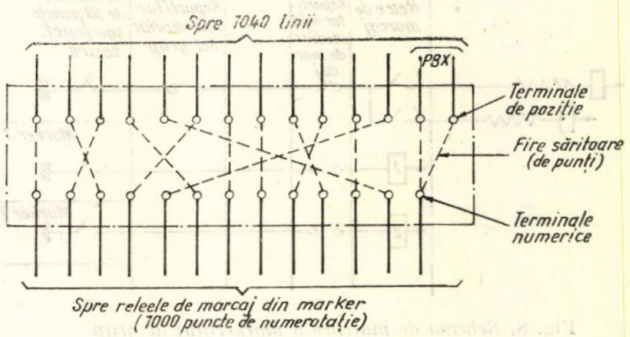



Fig. 6. *Schema repartitorului de marcaj*

În figura 6 este reprezentată schema repartitorului de marcaj.

2) Trunchiurile centralelor de instituții *PBX* pot fi conectate în mai multe selectoare de 50 de puncte, după traficul disponibil avîndu-se în vedere și uniformizarea traficului.

3) Numărul de trunchiuri către centralele de instituţii nu mai este limitat deoarece acestea se pot conecta în diferite grupe de selectoare de 50 de linii. În plus, repartitorul de marcaj permite ca o parte din triunchiurile centralelor de instituţii să aibă număr separat de cel comun al

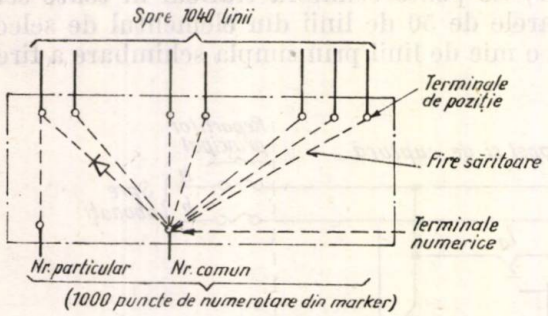



Fig. 7. *Schema de conectare a trunchiurilor* PBX *prin repartitorul de marcaj*

centralei respective. Prin acest sistem de conectare al trunchiurilor în orice grupă de 50 de linii din masa respectivă nu mai este necesar ca în centrală să mai fie reţinut trunchiul de rezervă pentru extensiunile viitoare ale centralelor de instituţii. În figura 7 este reprezentată schema de conectare a triunchiurilor *PBX* prin repartitorul de marcaj.

*Markerul de grup*, este prevăzut cu un distribuitor pentru secţiunile secundare şi un distribuitor pentru secţiunile de întrajutorare din elementul de selecţie de grup. Acesta din urmă, cum s-a mai arătat, poate fi de 240, 520 sau 1 040 ieşiri, în funcţie de capacitatea centralei.

Releele receptoare de cod de selecţie din marker sînt cîte 5 în două grupe, avînd capacitatea de a primi din traductorul instalaţiei de control pînă la 100 informaţii diferite, ceea ce permite deci ca numărul de ieşiri din elementul de selec-

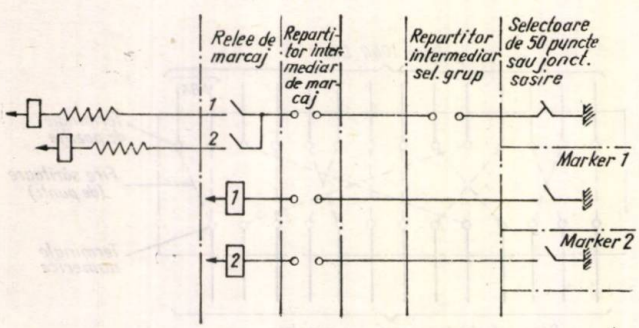



Fig. 8. *Schema de marcare a markerului de grup*

ţie ale grupei să fie împărţit la pînă la 100 de fascicole de ieşire.

Marcarea acestor fascicole se face prin relee care, pe fire distincte ale liniilor de ieşire, aplică potenţialul de angajare permanent din selectoarele de 50 de linii din elementul de selecţie de linie sau de la joncţiunile de plecare.

În figura 8 este reprezentată schema de marcare a markerului de grup.

Pentru fiecare ansamblu de 10 secţiuni secundare din elementul de selecţie de grup există o grupă de relee de marcaj, prin care se permite ca fascicolul de ieşire să fie prevăzut cu numărul necesar şi suficient de joncţiuni, conform traficului pe fiecare din direcţiile considerate. Extensia numărului de ieşiri pe o direcţie se poate face foarte simplu. Toate liniile de ieşire se pot multiplica în elementele de selecţie de grup printr-un repartitor.

Markerul de grup poate comanda scurgerea traficului prin căi de ocolire fără intervenţia registrului.

### d) Joncţiunile de registru

Circuitele de registru ca şi la centralele sistem rotativ sînt angajate pentru realizarea fiecărei comunicaţii telefonice de la primirea tonului de disc de către abonatul chemător şi pînă la terminarea selecţiei liniei chemate, registrul avînd tocmai funcţia de a înregistra cifrele transmise de la chemător şi de a comanda şi controla efectuarea propriu-zisă a selecţiei în elementele de selecţie de grup ori de linie. Aceste circuite de registru sînt deci ocupate un timp relativ scurt pentru fiecare apel, spre exemplu în cazul unei reţele urbane cu şase cifre, circa 12—14 s.

Legătura temporară a registrului la elementul de selecţie de linie şi de grup se realizează prin aşa-numiţii joncţiuni de reacţie. Fiecare joncţiune de registre constituie un circuit simplu format din două relee : unul stabileşte legătura între calea de preselecţie (elementul de selecţie de linie) iar cel de al doilea — legătura către partea de selecţie de grup.

### e) Alimentatorii

Alimentatorii sînt organe care după eliberarea registrului îndeplinesc mai multe funcţiuni şi anume :

— alimentează în curent continuu postul chemător ;

— trimite curentul de apel la linia chemată, dacă acesta este liberă ;

— la răspunsul postului chemat îl alimentează în curent continuu ;

— trimite impulsurile de taxare la contorul liniei chemătoare ;

— eliberează legătura spre căile de conexiune (registru).

### f) Joncţiunile de sosire şi plecare

Circuitele de joncţiune de intrare şi de ieşire sînt diferite la sistemul Pentaconta, depinzînd de tipurile de centrale cu care este interconectat. Cele de intrare se reconectează direct la intrarea

în circuitele de selecție de grup iar cele de ieșire la ieșirile elementului de selecție de grup. În funcție de tipul de centrale cu care este interconectată centrala Pentaconta, semnalizările pe joncțiunile de ieșire și de intrare se fac în curent continuu sau în frecvența vocală în codul *2 din 5*.

### g) Repartitoare intermediare și repartitoare diverse

În sistemul Pentaconta sînt introduse noi tipuri de repartitoare care permit o ușoară exploatare și înlesnesc execuțiile extensiilor și schimbărilor pentru echilibraje de trafic în elementele de selecție de linie sau pentru selectoarele de intrajutorare.

Repartitoarele sistemului Pentaconta se pot împărți în două grupe mari :

— repartitoare principale ;

— repartitoare secundare (diverse).

*Repartitorul principal*, este compus ca și la tipurile de centrale Rotary din două părți, partea de intrare din rețeaua locală (reglete verticale) și partea din față a repartitorului (reglete orizontale, cu contacte de ruptură) la care se conectează partea dinspre organele centralei.

piese. Conectarea prin torsadare este mai sigură față de cea prin sudură, calitatea tuturor conexiunilor fiind uniformă.

Pentru verificarea unei linii înspre partea de rețea sau spre organele centralei, se folosește o fișe specială arătată în figura 9.

Sistemul Pentaconta, mai este prevăzut în plus cu :

— repartitor pentru jonctorii de registru, prin care se conectează registrele de selecție de linie și de grup ;

— repartitor pentru liniile de ieșire a elementelor de selecție de grup.

Aceste repartitoare sînt în așa fel construite încît extensiile din centrală să se poată face fără dificultăți și perturbări ale instalației existente.

*Repartitoarele secundare*, sînt montate în general în partea superioară a ramelor. Cele de marcaj din elementele de selecție de linie, așa cum s-a mai arătat, permit să se execute echilibrări de trafic în grupele de abonați prin simpla schimbare a unor punți. Repartitoarele de categorii, conectate în etajul secundar din elementele de selecție de linie sau de grup, asigură în cazul etajului final (din selecția de linie) discriminarea clasei de serviciu a abonaților — abonați obișnuiți, absenți, cu ser-

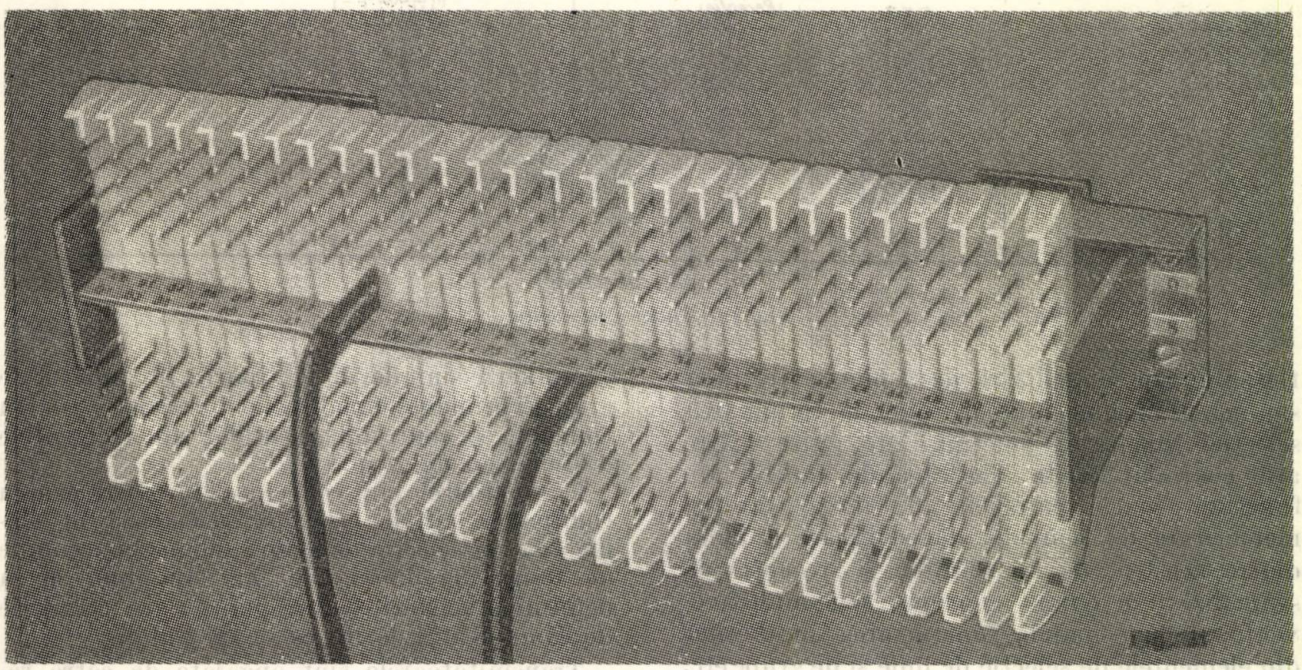


Fig. 9. *Regletă orizontală din repartitorul principal.*

Regletele verticale sînt de același tip cu cele din centralele Rotary, adică cu bobine termice și cu parafulgere din cărbune, în vreme ce partea orizontală conține reglete speciale cum se poate observa în figura 9. La aceste reglete pe terminalele sale, firele sînt conectate prin torsadare cu ajutorul unei scule în formă de pistol. Pentru fiecare terminal se pot conecta două

viciu cu restricție, *PBX* etc. — prin conectarea unor potențiale corespunzătoare. În cazul etajului de selecție de grup se face dimensionarea prin potențiale diferite la joncțiunile de ieșire, către alte tipuri de centrale (Rotary, pas cu pas etc.) pentru a transmite semnalizările în sistemul zecimal, multifrecvențe ș.a.

Pentru interconectarea cu alte centrale, registrul se va conecta la transmiţătoare şi receptoare speciale din unitatea de control.

h) **Unitatea de control**

Sistemul Pentaconta este prevăzut cu o unitate de control care participă la efectuarea fiecărei comunicaţii începînd de la trimiterea — registrele, markerii, traductoarele, transmiţătoarele, receptoarele şi fascicolele conectoare.

Registrele constituie partea importantă a unităţii de control, avînd rolul de a primi şi interpreta semnalizările de la liniile chemătoare şi chemate. Registrul este conectat cu toate celelalte organe ale unităţii de control fie direct fie prin căutătoare, fie prin fascicole conectoare.

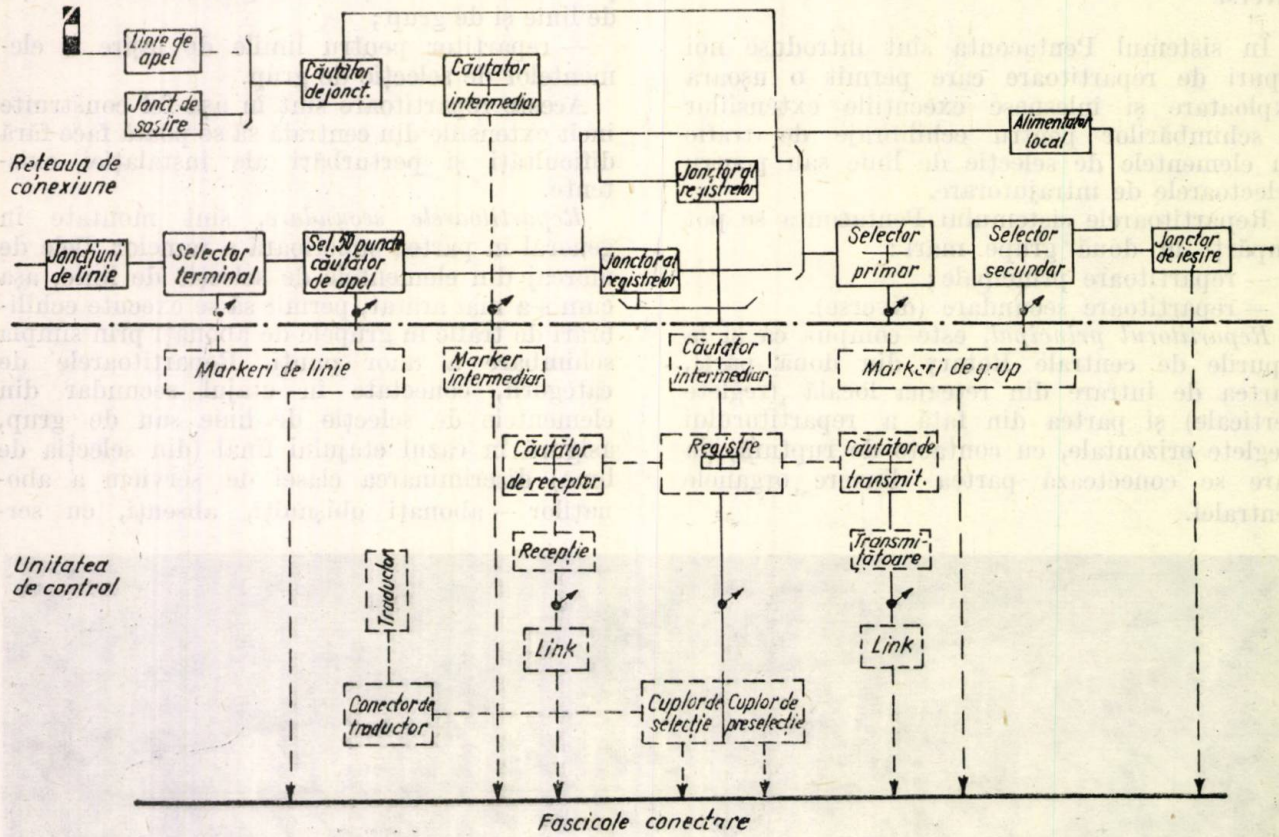



Fig. 10. *Unitatea de control*

timpului sau semnalizării de răspuns către linia sau joncţiunea chemătoare pînă la terminarea selecţiei liniei sau joncţiunii de ieşire (către alte centrale) dorite. Unitatea de control are funcţiuni foarte complexe de înregistrare şi memorizare de semnale, de codificare a unora dintre acestea, de transmitere şi recepţie de semnalizări în curent continuu sau multifrecvenţă, de a comanda funcţionarea markerilor din elementele de selecţie de linie şi de grupe etc.

Din cele de mai sus rezultă că unitatea de control nu poate fi constituită dintr-un singur bloc, acesta trebuind într-un asemenea caz să fie foarte complicat dar utilizarea sa să fie scăzută întrucît nu în toate momentele stabilirii comunicaţiei sînt necesare simultan toate funcţiunile arătate mai sus. Din această cauză unitatea de control cum se arată şi în figura 10, este constituită din mai multe organe din care principalele sînt :

Markerii sînt de două tipuri : de linii şi de grup. Ei primesc semnalizările din registre pentru comanda şi controlul selecţiilor din elementele de linie sau de grup.

Traductoarele sînt conectate la registre pentru codificarea cifrelor care se selectează în elementele de selecţie de grup sau spre joncţiunile de ieşire. Traductoarele mai au rolul de a determina verificarea corespunzătoare în funcţie de comunicaţia dorită ce se va stabili.

Transmiţătoarele sînt angajate de către registre numai în cazul comunicaţiilor către alte centrale şi avînd rolul de a transmite semnalizările corespunzătoare cu tipul de centrală către care trebuie să se stabilească legătura Pentaconta, pas cu pas etc.

Transmiţătoarele pot trimite semnalizări în cod prin impulsuri de multifrecvenţă (interconectare cu altă centrală Pentaconta), prin impulsuri inverse în curent continuu (inter-

*(Continuare în pag. 405)*

Ing. ION DINESCU

# Instalație pentru telecomenzi, telesemnalizări și telecontrol acustic, folosită la automatizarea stațiilor de radioficare urbane din Republica Socialistă România

Automatizarea stațiilor de radioficare, al cărei scop este funcționarea fără personal de supraveghere, necesită multiple comenzi, semnalizări și măsurări, care se fac de la un punct de dispecerat, denumit Stația Centrală de Comandă (*SCC*).

Operațiunile necesare se pot face pe mai multe circuite separate, pe un singur circuit cu selecție în frecvență sau folosind sisteme de curenți purtători. Soluțiile respective sînt costisitoare și relativ complicate. De aceea s-au căutat soluții mai simple și mai economice pentru efectuarea pe un circuit bifilar a cît mai multe operațiuni (*1*).

În cadrul acestui articol se descrie un procedeu pentru telecomenzi și telesemnalizări aplicat din 1959 la automatizarea unor stații de radioficare din București, avînd puteri instalate de 5 sau 10 kVA. În alte țări, la automatizarea complexelor de radioficare din mediul urban s-au adoptat soluții care folosesc 3 sau 4 circuite telefonice pentru stațiile de amplificare și un circuit pentru stațiile de transformare [2, 3].

Procedeul folosit actualmente în țara noastră face parte din categoria sistemelor de telecomandă care utilizează distribuitoare mecanice și lucrează pe baza trimiterii în circuitul de legătură a unor impulsuri directe de curent continuu, în urma cărora se execută comenzile respective. Din categoria sistemelor de telecomandă cu distribuitoare mecanice mai fac parte sistemele care lucrează pe baza unor impulsuri codificate [4]. Acestea din urmă sînt folosite în special în sistemele energetice. Ele prezintă față de primele avantajul unei siguranțe mai mari în exploatare în ceea ce privește faptul că o tensiune străină, pătrunsă în mod accidental pe circuitul de legătură, nu poate comanda o manevră greșită. Au dezavantajul unei complexități mari, deoarece în componența lor intră aparatura pentru codificare, la punctul de comandă și cea pentru decodificare, la punctul comandat. Acestea conțin multe relee cu reglaje deosebite. Întreținerea unor asemenea instalații necesită personal cu calificare ridicată [5]. Procedeul aplicat la aparatura de telecomandă a stațiilor de radioficare din țara noastră nu folosește codificatoare și decodificatoare. După cum se va arăta mai departe, siguranța în privința neexecutării unor comenzi false este suficientă pentru exploatarea stațiilor de radioficare. Pentru orientare, în privința operațiilor de telecomandă și telesemnalizare necesare la o stație de amplificare *SA*, în figura 1 este reprezentată schema-bloc a unei asemenea stații și a Stației Centrale de Comandă. Stația e prevăzută cu două amplificatoare de 5 kVA, de tipul AR 5 și conține o ramă a liniilor de intrare *RLI* cu un preamplificator de lucru *PL* și unul de rezervă *PR*, prin care programul primit de la *SCC* cu un nivel de circa 500 mV este amplificat la tensiunea normală de intrare a amplificatoarelor de 30 V. Tensiunea de ieșire din amplificator (240 V) intră într-o ramă pentru comutarea sarcinii și de distribuție. La unele centre se primește o a treia alimentare de la o stație vecină, printr-un fider magistral de

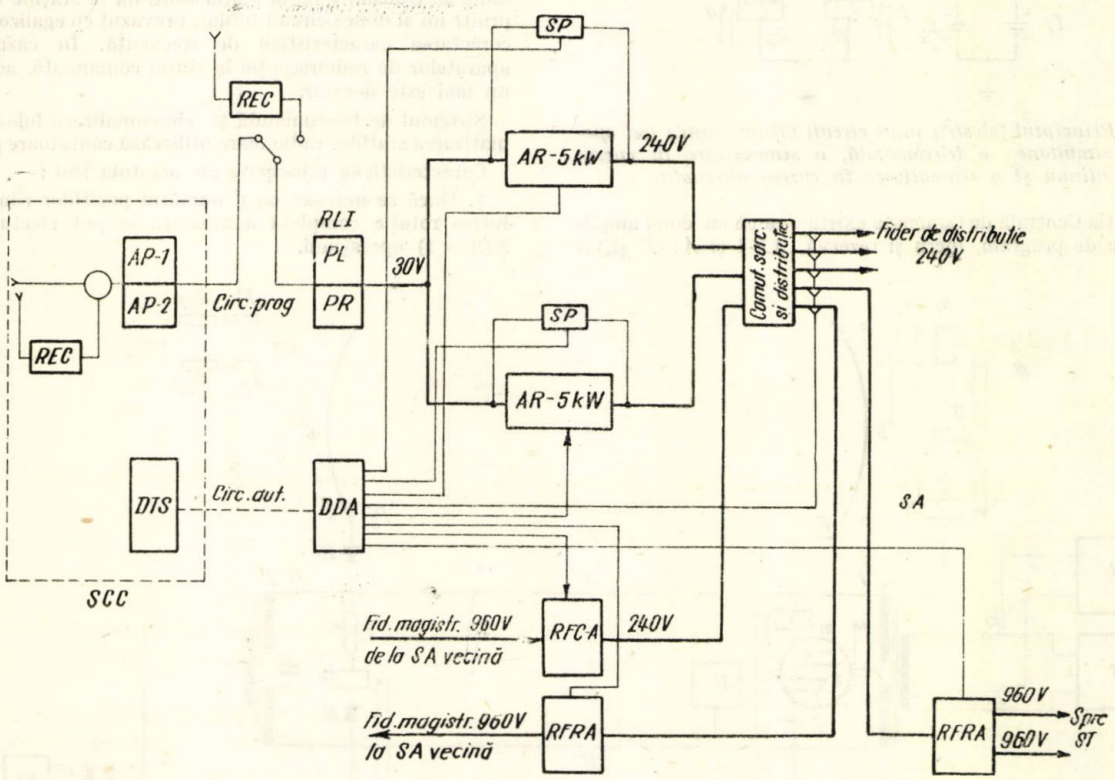



Fig. 1. *Schema-bloc a unei stații de radioficare automatizată și a Stației Centrale de Comandă*

960 V și echipamentul *RFCA*, (Ramă de fider, coborîtoare, automatizată) care coboară tensiunea la 240 V. Această alimentare e necesară mai ales pentru centrele unde lipsa de energie electrică este mai frecventă. Stația mai este echipată cu una sau mai multe rame de fider ridicătoare, automatizate *RFRA*, pentru fiderele magistrale, care servesc la alimentarea unor stații de transformare *ST* sau pentru rezervarea bilaterală cu stația de amplificare vecină. Ramele *RFRA*, prevăzute cu dispozitive de automatică locală pentru declanșarea automată în caz de rupere de fir, scurtcircuite sau punere la pămînt a firelor magistralului, au nevoie de operații de pornire, de oprire și de telesemnalizarea stărilor de rezervă și lucru (1).

Elementele necesare funcționării fără personal sînt cuprinse în dulapul dispozitivelor de automatizare *DDA*.

Automatica locală posedă dispozitive de sesizare a deranjării amplificatoarelor, denumite semnalizatoare de pană *SP*. Acestea intră în funcțiune la scăderea tensiunii de ieșire cu 6 dB sub volumul normal și comandă executarea în mod automat a pornirii amplificatorului de rezervă și a comutării sarcinii la bornele de ieșire ale acestuia.

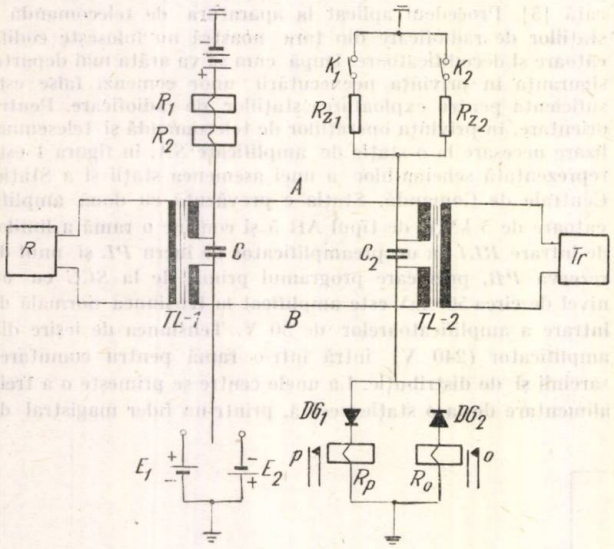



Fig. 2. *Principiul folosirii unui circuit bifilar pentru trei operațiuni simultane: o telecomandă, o semnalizare în curent continuu și o semnalizare în curent alternativ*

În stația Centrală de Comandă există o ramă cu două amplificatoare de program, lucru și rezervă *AP*-1 și *AP*-2 și un dulap cu dispozitive de telecomandă și telesemnalizare *DTS*.

Programul se primește la SCC prin cablu de la Casa Radiodifuziunii, existînd și posibilitatea de rezervă de a-l recepționa cu un radioreceptor.

Un amplificator *AR*-5 are nevoie de două telecomenzi (pornire-oprire). două semnalizări pentru indicarea cuplării filamentelor și a înaltei tensiuni și o semnalizare acustică, — rama *RFRA* are nevoie de patru comenzi și patru semnalizări — ramă RLI de două semnalizări, aparatul de radiorecepție de o telecomandă, rama de distribuție de 10 semnalizări acustice.

Telecomenzile și telesemnalizările care rezultă pentru o stație ca aceea din figura 1 sînt: 11 telecomenzi, 12 telesemnalizări în curent continuu și 12 semnalizări acustice.

Din figura 1 se observă că pentru telecomenzile și telecontrolul unei stații de radioficare automatizată este necesar un singur circuit bifilar. Acest circuit de automatizare este folosit multiplu pentru toate telecomenzile, telesemnalizările și telecontrolul acustic invers.

Elementele care permit executarea operațiilor arătate mai sus sînt montate în dulapul cu dispozitive de telecomandă și telesemnalizare *DTS* din *SCC* și în dulapul dispozitivelor de automatizare *DDA* de la stația de radioficare.

La stațiile de radioficare din București, programul de radio se transmite de la stația centrală la stațiile comandate printr-un al doilea circuit bifilar, prevăzut cu egalizoare pentru corectarea caracteristicii de frecvență. În cazul folosirii aparatelor de radiorecepție la stația comandată, acest circuit nu mai este necesar.

Sistemul de telecomandă și telesemnalizare folosit la automatizarea stațiilor radioficare utilizează căutătoare pas cu pas.

Caracteristicile principale ale acestuia sînt:

1. Dacă se notează cu $n$ numărul pozițiilor căutătoarelor, într-o rotație completă a acestora se pot efectua succesiv $3(n-1)$ operațiuni.

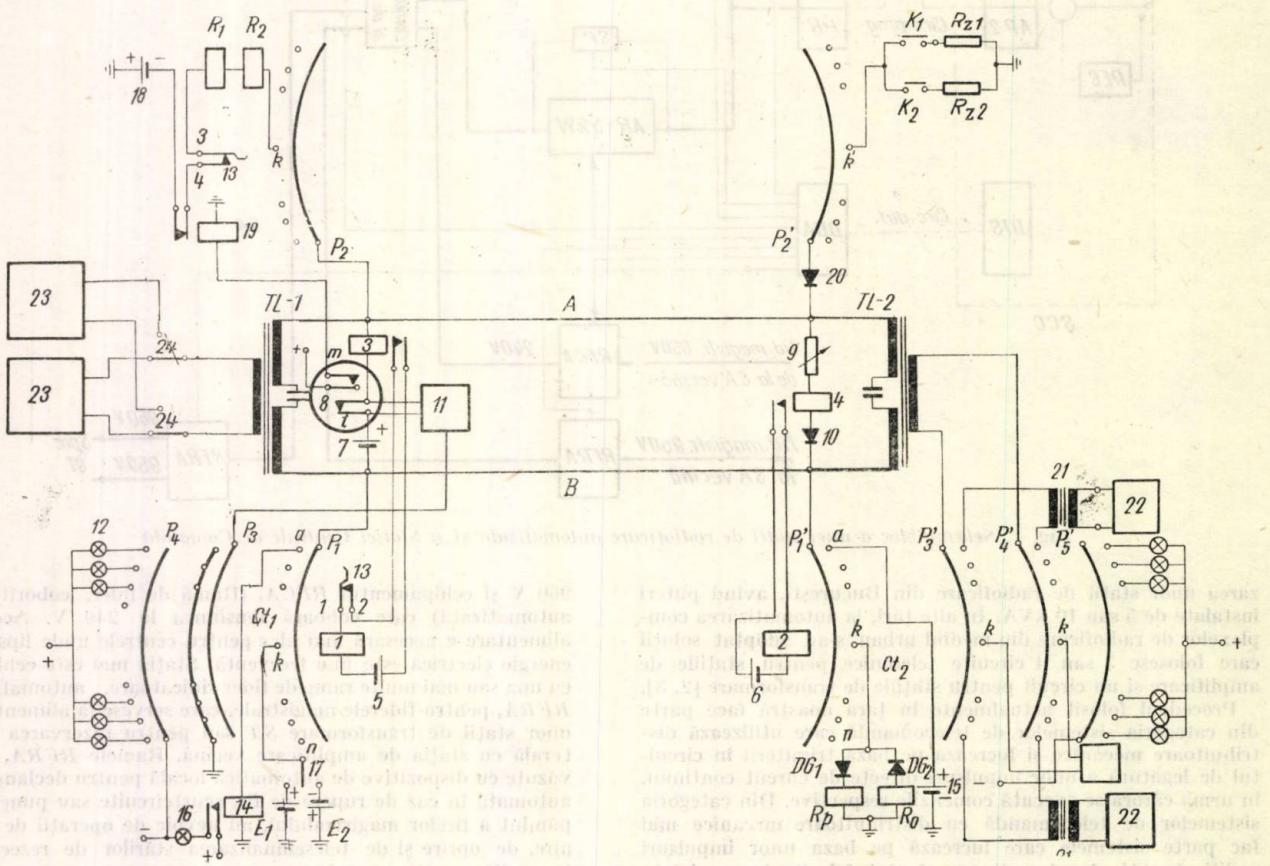



Fig. 3. *Principiul folosirii unui circuit bifilar pentru multiple telecomenzi, telesemnalizări și control acustic la o stație de radioficare urbană*

2. Pe fiecare poziție a căutătoarelor se pot efectua 3 operațiuni simultane: o telecomandă în curent continuu, o telesemnalizare în curent continuu și o măsurare sau semnalizare în curent alternativ de frecvență 50 la 10 000 Hz.

3. Sincronizarea căutătoarelor se verifică la fiecare rotație în poziția inițială.

Procedeul folosit reprezintă o multiplare a celor 3 operațiuni simultane, care se pot executa conform schemei reprezentate în figura 2, în care există 3 căi de curent și anume: două căi de curent continuu formate de cele două conductoare $A$ sau $B$ și pămînt și o cale de curent alternativ formată din cele două transformatoare de linie TL-1, TL-2 și firele $A$, $B$ ale circuitului.

În circuitul pămînt-firul $A$-pămînt, se fac una sau două semnalizări, folosindu-se două relee $R_1$ și $R_2$ de sensibilități diferite. Cele două trepte de curent se realizează la introducerea succesivă în circuit a celor două rezistențe $Rz_1$ și $Rz_2$ prin închiderea contactelor $K_1$ și $K_2$, acționate de contactoarele care au primit telecomenzile. În circuitul pămînt-firul B-pămînt, se fac una sau două telecomenzi cu impulsuri de curent continuu obținute de la două surse de polarități diferite, $E_1$ și $E_2$.

Impulsurile selectate de diodele $DG_1$ și $DG_2$ acționează releele $R_p$ sau $R_0$. Releul de pornire $R_p$ stabilește un contact $p$ care pune în funcțiune un contactor cu automenținere (nefigurat în desen). Releul de oprire $R_0$ desface contactul de repaus $o$, care întrerupe circuitul bobinei de acționare a contactorului de mai sus. Circuitul de curent alternativ format din transformatoarele de linie $TL$-1 și $TL$-2, condensatoarele $C_1$ și $C_2$, firele $A$ și $B$ permite efectuarea unei operațiuni: măsurare, semnalizare, convorbire telefonică, sau control acustic cu ajutorul traductorului $T_r$ de la punctul comandat și receptorului $R$ din stația centrală.

Principiul folosirii multiple este reprezentat în figura 3. Cele 3 circuite din figura 1, sînt folosite în același mod, însă sînt trecute prin cîmpurile de contacte ale căutătoarelor $Ct_1$ și $Ct_2$. Circuitul pentru telecomenzile care se fac în poziția $k$ a căutătoarelor respectiv prima cale de curent continuu este: pămînt — una din sursele $E_1$ sau $E_2$ — poziția $k$ a periei $P_1$ — conductorul $B$ — poziția $k$ a periei $P'_1$ — unul din releele $R_p$ sau $R_0$ — pămînt.

Circuitul pentru cele două semnalizări care se pot face în aceeași poziție $k$ a căutătoarelor, respectiv a doua cale de curent continuu, este: pămînt — sursa *18* — contactele de repaus ale releului *19* și ale cheii *13* — bobinele releelor de sensibilități diferite $R_1$ și $R_2$ — poziția $k$ a periei $P_2$ — unul din contactele $K_1$, $K_2$ — rezistențele $Rz_1$ sau $Rz_2$ — pămînt.

Bobinele *1* și *2* ale căutătoarelor sînt comandate de releele de impulsii *3* și *4*, care primesc impulsurile de comutarea distribuitoarelor. Pentru acționarea acestor relee se folosește același circuit bifilar pe care se execută comenzile și semnalizările, însă într-o etapă anterioară.

Pentru acționarea releelor de impulsii se folosește o a treia cale de curent continuu, arătată mai jos, care poate exista simultan cu calea de curent alternativ. La folosirea acestei căi se întrerup la punctul de comandă, în mod automat, primele două căi de curent continuu ce se închid prin pămînt. La punctul comandat, cele 3 căi de curent continuu sînt separate prin diodele 10 și 20 și prin alegerea unei anumite sensibilități a releului *4*, așa cum se va arăta mai departe.

Bobinele căutătoarelor sînt alimentate din sursele locale *5* și *6*. Circuitul releelor de impulsii respectiv a treia cale de curent continuu este: pulsul sursei *7* — contactul de lucru *i* al discului de apel *8* — bobina releului *3* — conductorul $A$ al circuitului — rezistența de reglaj *9* — bobina releului *4* — dioda *10* — conductorul $B$ al circuitului — minusul sursei *7*. Sursa *7* nu are nici una din borne pămînt. Mișcarea simultană a căutătoarelor din poziția $k$ în poziția $r$, se obține făcîndu-se la disc numărul $r$-$k$. Revenirea rapidă a căutătoarelor din orice poziție în poziția inițială se face cu ajutorul unui generator de impulsii *11*.

Schema generatorului de impulsii este arătată în figura 4. La acționarea cheii $Kr$ se produce mișcarea rapidă a căutătoarelor, în situația cînd nu se găsesc în poziția inițială, deoarece încep să pulseze releele $R_3$ și $R_4$. Contactul de lucru $r_4$ este în paralel cu contactul de impulsii $i$ al discului și acționează releele de impulsii ale căutătoarelor. Circuitul bobinei releului $R_3$ se închide la masă prin contactul de repaus al releului $R_4$ și prin peria $P_3$ în situația cînd căutătorul este în oricare din poziții cu excepția poziției *1*. La ajungerea căutătorului în poziția inițială, pulsația releelor $R_3$ și $R_4$ încetează. Releul $R_3$ are un bobinaj în scurt circuit pentru întîrziere la declanșare astfel ca impulsurile să nu fie prea rapide și căutătoarele să le poată urmări. În timpul operației de mișcare

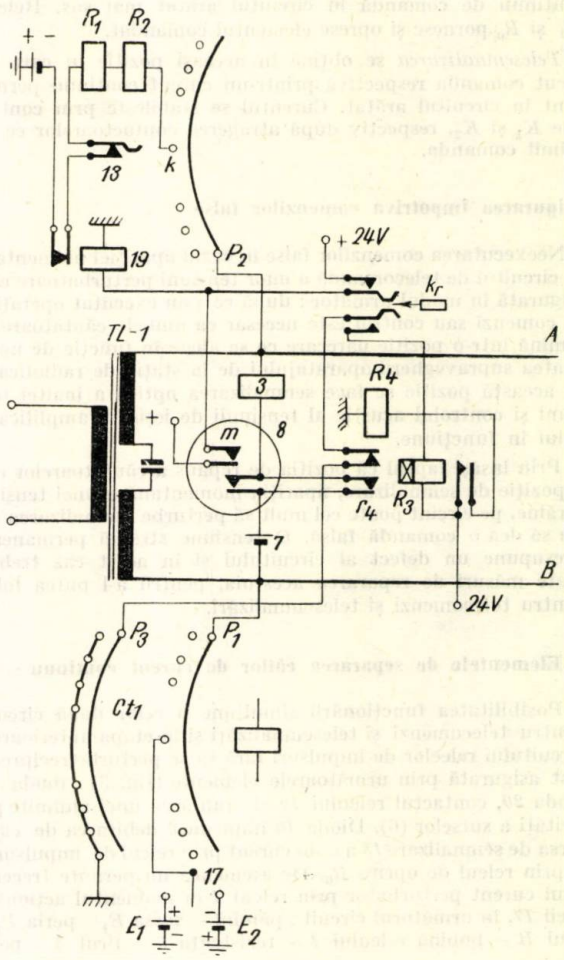



Fig. 4. *Schema revenirii rapide a căutătoarelor din orice poziție în poziția inițială*

rapidă a căutătoarelor prin cheia $K_r$ se alimentează releul *19* care întrerupe circuitul de semnalizare. Alimentarea releului *19* se face și prin contactul $m$ al discului în timpul mișcării acestuia.

**Sincronizarea căutătoarelor**

Readucerea în aceeași poziție a căutătoarelor în cazurile de necorespundere a pozițiilor se face astfel:

Se aduce căutătorul de la punctul de comandă în poziția inițială $a$ indicată de beculețul *12* (fig. 3). Cu ajutorul cheii *13*, se întrerupe circuitul bobinei *1* a căutătorului $Ct_1$. Impulsurile care se dau la discul *8*, acționează numai căutătorul $Ct_2$. Cînd acesta ajunge în poziția inițială $a$, se atrage la stația centrală releul *14*, al cărui circuit este: pămînt — sursa *15* — poziția $a$ a periei $P'_1$ — firul $B$ — poziția $a$ a periei $P$ — bobina releului *14* — pămînt. La atragerea releului *14* se aprinde lampa *16* care semnalizează corespondența pozițiilor inițiale ale celor două căutătoare. Apoi se închide contactul cheii *13*. În timpul operației de readucere a căutătoarelor în aceeași poziție, contactele *3* și *4* ale cheii *13* întrerup circuitul de semnalizare pentru a nu se face comenzi false în timpul acestei operații, deoarece în cazul nesincronizării ar putea trece un curent în circuitul: sursa *18*, releele $R_1$ și $R_2$, releul *3*, contactul *i*, sursa *7*, firul $B$, releul de oprire $R_0$.

**Operaţii de telecomenzi şi telesemnalizări**

Executarea unei comenzi se face în două etape :

*Prima operaţie* constă în mişcarea sincronă a celor două căutătoare, care primind acelaşi număr de impulsuri de la disc se vor mişca cu acelaşi număr de poziţii ;

*A doua operaţie* constă în trimiterea unui impuls de curent continuu de comandă în circuitul arătat mai sus. Releele $R_p$ şi $R_0$ pornesc şi opresc elementul comandat.

*Telesemnalizarea* se obţine în aceeaşi poziţie în care s-a făcut comanda respectivă printr-un curent continuu permanent în circuitul arătat. Curentul se stabileşte prin contactele $K_1$ şi $K_2$, respectiv după atragerea contactoarelor ce au primit comanda.

**Asigurarea împotriva comenzilor false**

Neexecutarea comenzilor false în cazul apariţiei momentane pe circuitul de telecomandă a unor tensiuni perturbatoare este asigurată în modul următor : după ce s-au executat operaţiile de comenzi sau control este necesar ca ambele căutătoare să rămînă într-o poziţie oarecare ce se alege în funcţie de necesitatea supravegherii aparatajului de la staţia de radioficare. În această poziţie se face semnalizarea optică a înaltei tensiuni şi controlul acustic al tensiunii de ieşire a amplificatorului în funcţiune.

Prin însăşi faptul că poziţia de repaus a căutătoarelor este o poziţie de semnalizare, apariţia momentană a unei tensiuni străine, pe circuit poate cel mult să perturbe semnalizarea dar nu să dea o comandă falsă. O tensiune străină permanentă presupune un defect al circuitului şi în acest caz trebuie luate măsuri de repararea acestuia, pentru a-l putea folosi pentru telecomenzi şi telesemnalizări.

**Elementele de separarea căilor de curent continuu**

Posibilitatea funcţionării simultane a celor două circuite pentru telecomenzi şi telesemnalizări şi în etapa anterioară a circuitului releelor de impulsuri fără să se perturbe reciproc a fost asigurată prin următoarele elemente (fig. 3) : dioda *10*, dioda *20*, contactul releului *19* şi aranjarea unei anumite polarităţi a surselor (6). Dioda *10* împiedică debitarea de către sursa de semnalizare *18* a unui curent prin releul de impulsuri *4* şi prin releul de oprire $R_0$. De asemenea nu permite trecerea unui curent perturbator prin releul *4* în momentul acţionării cheii *17*, în următorul circuit : pămînt — sursa $E_1$ — peria $P_1$ — firul $B$ — bobina releului *4* — rezistenţa *9* — firul $A$ — peria $P_2$ — bobinele releelor $R_1$ şi $R_2$ — contactul de repaus al releului *19* — sursa *18* — pămînt.

Pentru ca releul *4* să nu se atragă în momentul stabilirii contactului cheii *17* cu sursa $E_2$, datorită curentului perturbator din circuitul : pămînt — sursa $E_2$ — peria $P_1$ — firul $B$ — bobina releului *4* — rezistenţa *9* — dioda *20* — peria $P'_2$ — contactul $K_1$ sau $K_2$ — rezistenţele $Rz_1$ sau $Rz_2$ — pămînt, elementele din circuit inclusiv rezistenţa *9* au fost dimensionate astfel ca intensitatea curentului perturbator să fie mult mai mică decît curentul de atragere al releului *4*. Dioda *20* are rolul de a nu permite acţionarea releului sensibil de oprire $R_0$, datorită unui curent perturbator în circuitul de mai jos, care s-ar fi putut închide în timpul acţionării discului *8* în cazul lipsei diodei : plusul sursei *7* — contactul *i* al discului — bobina releului *3* — firul $A$ — peria $P'_2$ — contactul $K_1$ sau $K_2$ — rezistenţa $Rz_1$ sau $Rz_2$ — pămînt — bobina releului $R_0$ — dioda $DG_2$ — peria $P'_1$ — firul $B$ — minusul sursei *7*.

Un alt curent perturbator, întrerupt însă de contactul releului *19*, ar fi putut circula prin releul *3*, în timpul emiterii impulsurilor, în circuitul de mai jos, în care sursele *7* şi *18* ar fi fost *în serie* : pămînt — sursa *18* — releele $R_1$ şi $R_2$ — peria $P_2$ — bobina releului *3* — contactul *i* al discului — sursa *7* — firul $B$ — peria $P'_1$ — dioda $DG_2$ — releul $R_0$ — pămînt. Releul *19* este alimentat prin contactul *m* al discului care este închis în tot timpul mişcării de armare şi revenire a discului.

Polaritatea celor 5 surse $E_1$, $E_2$, *7*, *15*, *18*, este astfel aleasă ca diferitele circuite de curent continuu să nu se perturbe reciproc.

Circuitul de curent alternativ format din conductoarele $A$ şi $B$, transformatoarele de linie $TL$-1, şi $TL$-2 şi condensatoarele $C_1$ şi $C_2$, care funcţionează simultan cu circuitele de curent continuu este multiplicat prin contactele periilor $P'_3$ şi $P'_4$ ale căutătorului $Ct_2$. În arcurile corespunzătoare acestor perii sînt conectate prin intermediul transformatoarelor *21* şi a traductoarelor *22* elementele ce trebuie măsurate sau supravegheate. La punctul de comandă se găsesc receptoarele *23* de curent alternativ. Acestea pot fi diferite (amplificatoare, aparate telefonice, indicatoare de nivel) putîndu-se comuta prin cheia *24*.

În cazul staţiilor de radioficare, pe calea de curent alternativ comutată succesiv pe diferitele poziţii ale căutătoarelor, se efectuează controlul acustic invers, atît de la ieşirea amplificatoarelor cît şi de pe fiecare fider de distribuţie. Încetarea audiţiei pe un fider de distribuţie reprezintă semnalizarea arderii siguranţei de linie.

Soluţia descrisă foloseşte pentru telecomenzile şi telecontrolul staţiilor de radioficare urbane un singur circuit fizic.

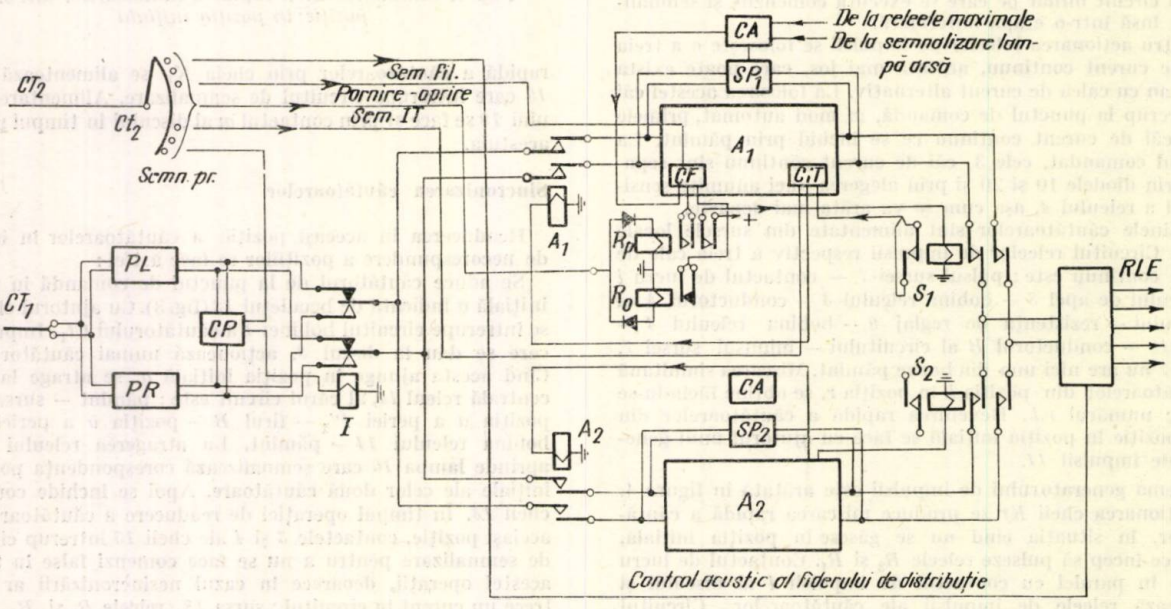



Fig. 5. *Schema legăturilor funcţionale dintr-o staţie de radioficare telecomandă, prevăzută cu trecerea automată pe rezervă*

Realizarea practică reprezintă o instalație simplă care este mult mai ieftină decît instalațiile ce folosesc impulsuri codificate. Față de acestea din urmă instalația descrisă este mai comodă în exploatarea stațiilor de radioficare deoarece pe o poziție a căutătoarelor se pot face trei operațiuni simultane.

Din simplitatea instalației decurge siguranța în exploatare, întreținere și depanare ușoară care se pot face de tehnicieni cu calificare medie.

**Aplicarea procedeului la automatizarea unei stații de radioficare**

Instalația completă de automatizare a unei stații de radioficare este formată din :

*a*) instalația de telecomandă și telecontrol ;

*b*) instalația de automatizare locală.

Elementele de automatizare locală sînt indicate în figura 5. Funcțiunea principală a automaticii locale este trecerea rapidă pe amplificatorul de rezervă în cazul unei avarii la amplificatorul de lucru.

Dacă se produce o defecțiune a dispozitivelor de comutare automată pe rezervă este necesar ca această operație să se poată face și cu ajutorul aparaturii de telecomandă. Amplificatorul de rezervă are filamentele tuburilor gazotroane încălzite permanent.

Sarcina se cuplează la ieșirea amplificatorului de lucru prin contactoarele $S_1$ sau $S_2$. Acestea sînt acționate de releul $R_p$ simultan cu pornirea contactorului de alimentarea filamentelor *CF*. Montajul nu permite cuplarea sarcinii la ambele amplificatoare, evitîndu-se astfel punerea în paralel a ieșirilor respective. Contactorul de înaltă tensiune *CIT* nu se atrage decît dacă sarcina e cuplată la ieșirea amplificatorului respectiv, iar releele de atac $A_1$ și $A_2$ sînt comandate de *CIT*. În acest fel se exclude posibilitatea periculoasă pentru transformatorul de ieșire și alte elemente ale etajului de putere, ca amplificatorul să primească tensiune de atac fără ca sarcina să fie cuplată. La oprirea amplificatoarelor, liniile se pun automat la pămînt.

Semnalizatorul de pană *SP* are la bază o schemă de comparare a tensiunii de intrare cu tensiunea de ieșire a amplificatorului. La dispariția tensiunii de ieșire sau scăderea sa cu 6 dB semnalizatorul acționează și trimite un impuls dispozitivului de comutare automată pe rezervă *CA*, care mai poate primi semnale de avărie și de la alte elemente de protecție ale amplificatorului, ca de exemplu de la releele maximale sau de la cele care semnalizează defectarea unui tub.

Dispozitivul CP pentru comutarea preamplificatoarelor din *RLI* are la bază un semnalizator care compară ieșirile celor două preamplificatoare, ambele în funcțiune. La defectarea celui conectat în lanțul de amplificare, releul *I* de comutarea intrărilor, introduce în lanț preamplificatorul de rezervă. În figura 5 sînt arătate și cîteva din legăturile funcționale care există între căutătorul $Ct_2$ de la stația comandată și elementele care primesc telecomenzile sau închid circuitele pentru telesemnalizări și control acustic.

Instalația completă de automatizare a fost montată atît la *SCC* cît și la *SA* în dulapuri metalice, în care ocupă un spațiu cu dimensiunile $55 \times 45 \times 100$ cm. S-au folosit panouri prevăzute cu contacte *cuțit*, putîndu-se scoate din rame pentru întreținere.

**BIBLIOGRAFIE**


1] PETRARU, I., DINESCU, I. *Avarate și instalații de radioficare*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1963.

2] LINKINA, V. A., BARANOVSCHI, B. K., KUPERMAN, E. I. *Novaia aparatura radiofikații gorodov*, Moscova, Sviazizdat, 1958.

3] x x x *Telecomanda și automatizarea în exploatarea radioficării în Republica Socialistă Cehoslovacă*, Document OIRT, TK-1-63, noiembrie 1963.

4] GHINZBURG .S. A., LEHTMAN I. I., MALOV V. S. *Bazele automaticii și telemecanicii*, Editura Tehnică, București, 1956.

5] MALOV, V. S. *Telemecanica în sistemele energetice*, Editura energetică de Stat, București, 1955.

6] DINESCU, I., NADLER, F., TĂNĂSESCU, H., BACIU, M. *Procedeu și instalație simplă de folosire multiplă a unui circuit bifilar pentru telecomenzi, telesemnalizări și telecontroale simultane*, Cerere pentru certificat de autor, aprobată de OSI (Proces-Verbal OSI nr. 1148/iunie, 1964).

Prof. ing. PAUL POSTELNICU

# Metode de stabilire a normelor de paradiafonie și adaptare a liniilor telefonice

Liniile telefonice trebuie terminate la extremitățile lor cu impedanțe cît mai apropiate ca valoare de impedanța lor caracteristică, în banda de frecvență transmisă. Se zice că în acest caz ele sînt adaptate la extremități.

Dacă se notează cu $z_c$, impedanța caracteristică a liniei și cu $z$, impedanța terminală, abaterea relativă dintre aceste impedanțe :

$$p = \frac{z_c - z}{z_c + z} \qquad (1)$$

este denumită coeficient de reflexie sau de neadaptare.

În cazul că acest coeficient depășește o anumită valoare, se produc o serie de efecte care înrăutățesc calitatea transmisiei. Natura acestor efecte și valorile admisibile ale coeficientului sînt diferite în cele două cazuri : circuite de frecvență vocală sau sisteme telefonice de curenți purtători, care sînt studiate în cele ce urmează.

### Linii telefonice pentru circuite de frecvență vocală prevăzute cu repetoare pe două fire

Neadaptarea liniei, produce prin efectul de reflexie, o modificare a impedanței la intrare a liniei, a cărei curbă prezintă în acest caz variații sub formă de ondulații în funcție de frecvență, față de curba impedanței caracteristice.

Undele reflectate la extremitățile secțiunilor de amplificare produc curenți de circulație prin repetoarele vocale pe două fire, micșorînd stabilitatea acestora și deci a circuitului. În acest caz, curba impedanței la intrare a liniei dintr-o secțiune de amplificare, prezintă o serie de ondulații, care micșorează atenuarea de echilibrare a sistemelor diferențiale din repetoarele vocale.

Problema se pune îndeosebi în cazul circuitelor pupinizate, la care numărul repetoarelor poate să fie relativ mare. Pentru aceste circuite, conform avizului CCITT G 532, se admite un coeficient de neadaptare de 0,2 în cazul unei încărcări semigrea și 0,1, în cazul unei încărcări ușoare.

În cazul liniilor echipate cu filtre de linie, construirea echilibrorilor pune probleme speciale, ca urmare a reflexiilor între filtrul de linie și repetor [1].

### Linii telefonice echipate cu sisteme de curenți purtători

Așa cum se arată în figura 1, curenții de paradiafonie reflectați în capătul $A_2$ și curenții de paradiafonie datoriți semnalului reflectat în $B_1$, măresc telediafonia efectivă. Puterea curentului de telediafonie în capătul $B_2$ este dată de relația

$$P_T = P_t + P'_a + P''_a, \qquad (2)$$

în care $P_t$ este puterea de telediafonie directă (egală cu puterea de telediafonie efectivă în

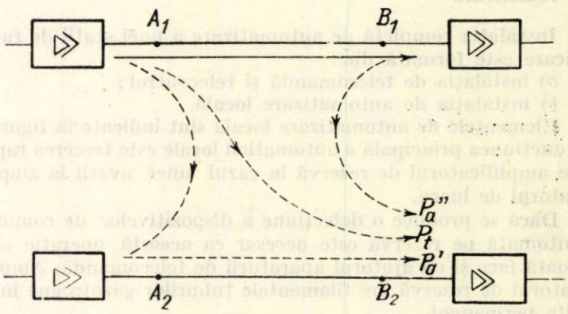



Fig. 1

cazul cînd linia este terminată pe impedanța sa caracteristică) și $P'_a$ și $P''_a$ sînt puterile curenților, datoriți cuplajului de paradiafonie și neadaptați în punctele $A_2$ și $B_1$.

Presupunînd același coeficient de neadaptare $p$ în cele două capete, rezultă $P'_a = P''_a$ și se notează

$$P_a = P'_a + P''_a$$

și cu

$$a_e = \ln \left| \frac{1}{p} \right| \qquad (3)$$

atenuarea curenților reflectați (atenuarea de ecou).

În acest caz, atenuarea puterii $P'_a$ sau $P''_a$ față de puterea $P_0$, a semnalului perturbator în punctul $A_1$, este dată de relația :

$$a'_a = a''_a = a_p + a_e + \alpha l, \qquad (4)$$

unde $\alpha l$ este atenuarea liniei între punctele $A_1 - B_1$ sau $A_2 - B_2$ și $a_p$, atenuarea de paradiafonie.

Deoarece $P_a = 2\,P'_a = 2\,P''_a$, atenuarea acestei puteri față de $P_3$ este :

$$a_a = a'_a - \frac{1}{2} \ln 2 = a_p + a_e + \alpha l - \frac{1}{2} \ln 2\,[\mathrm{N}] \qquad (5)$$

Atenuarea puterii $P_t$, față de $P_0$ fiind $a_t$, rezultă că diferența de nivel între $P_t$ și $P_a$ este dată de relația :

$$d = \frac{1}{2} \ln \frac{P_t}{P_a} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_t}{P_0} \cdot \frac{P_0}{P_a} =$$

$$= \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_a} - \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_t} = a_a - a_t = \qquad (6)$$

$$= a_p + a_e + \alpha l - \frac{1}{2} \ln 2 - a_t = a_p + a_e - \frac{1}{2} \ln 2 - \Delta t$$

unde $\Delta t = a_t - \alpha l$, este abaterea telediafonică.

Atenuarea de telediafonie efectivă este dată de relația :

$$a_T = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_t + P_a} - \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_t \left(1 + \frac{P_a}{P_t}\right)}$$

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_t} - \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{P_a}{P_t}\right) = a_t - \delta \qquad (7)$$

Pentru ca scăderea atenuării de telediafonie $\delta$ să nu fie importantă, este necesar ca $P_a \ll P_t$ și în acest caz se obține din relația (7)

$$a_T \simeq a_t - \frac{1}{2} \frac{P_a}{P_t}, \text{ sau } \delta \simeq \frac{1}{2} \frac{P_a}{P_t} \qquad (8)$$

Din relațiile (6) și (8) se obține formula generală

$$\delta = \frac{1}{2} e^{-2d} \text{ sau } d = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{2\delta} \qquad (9)$$

unde $d = a_p + a_e - \Delta t - \frac{1}{2} \ln 2$,

care permite determinarea condițiilor ce se impun liniei, pentru ca $\delta$ să nu depășească o anumită valoare. De exemplu dacă se impune $\delta \leqslant 0{,}1$ N, rezultă, conform relației (9), aproximativ

$$a_p + a_e \geqslant \Delta t + \ln 3. \qquad (10)$$

În cazul $P_a \leqslant 0{,}5\ Pt$, se deduce din (7) și (6)

$$\delta \leqslant 0{,}2, d \geqslant \frac{1}{2} \ln 2, a_p + a_e \geqslant \Delta t + \ln 2 \qquad (10')$$

și pentru $P_a \leqslant P_t$

$$\delta \leqslant 0{,}4, \quad d \geqslant 0, \quad a_p + a_e \geqslant \Delta t + \frac{1}{2} \ln 2. \qquad (10'')$$

Aplicînd formulele aproximative, se deduce că pentru $d = \frac{1}{2} \ln 2$, $\delta = 0{,}25$, făcîndu-se o eroare ce se poate neglija.

Ținînd seama că

$$a_e = \ln \frac{1}{|p|},$$

relațiile (10′) și (10″) se pot scrie sub forma :

$$a_p \geqslant \Delta t + \ln 2p \qquad (11)$$

$$a_p \geqslant \Delta t + \ln \sqrt{2p} \qquad (11')$$

Relațiile (11) și (11′) corespund unor cazuri particulare ($\delta \leqslant 0{,}2$ și $\delta \leqslant 0{,}4$). Dacă se consideră $\Delta t = 5{,}8$, ele sînt identice ca formă cu relațiile cunoscute [1], [2], care au însă o semnificație oarecum diferită, nefiind legate de termenul $\delta$ și care au fost deduse plecînd de la alte ipoteze pentru linii aeriene. În prezenta lucrare s-a urmărit deducerea unei relații între mărimile $a_p$, $\Delta t$ și $p$, plecîndu-se, așa cum s-a spus, de la faptul că abaterea telediafonică $\Delta t$, dată de norme, se referă la condițiile de lucru ale liniei, închisă pe impedanța sa caracteristică ($p \simeq 0$) conform avizelor *CCITT* [3].

În cazul că se cunoaște diferența $\Delta t - a_p$, se poate deduce coeficientul de reflexie $p$. De exemplu, în cazul cablelor simetrice echipate cu sisteme de curenți purtători $\Delta t - a_p \simeq 1$ și din formula (11) rezultă :

$$\ln \frac{1}{2|p|} \geqslant 1 \quad \text{sau} \quad |p| \leqslant 0{,}185. \qquad (12)$$

În avizul G 321 al CCITT se recomandă ca, în cazul cablelor simetrice echipate cu sisteme de curenți purtători, coeficientul de adaptare $p$ să nu depășească valoarea [3],

$$p_0 = 0{,}15 \sqrt{\frac{f_m}{f}}, \qquad (13)$$

unde $f_m$ este frecvența maximă transmisă în linie și ca în orice caz $p \leqslant 0{,}25$ — ceea ce concordă în mare cu rezultatul obținut mai sus.

În cazul cînd $\Delta t - a_p = 1$N și $p = 0{,}1$ rezultă din relația (9) că

$$d = -1 + 2{,}3 - 0{,}35 \simeq 1\text{N} \text{ și } \delta = \frac{1}{2} e^{-2} = 0{,}07\text{N}$$

Rezultă că în cazul cablelor simetrice o scădere a coeficientului $p$ sub 10 % nu aduce o micșorare sensibilă a telediafoniei efective.

În cazul liniilor aeriene echipate cu sisteme de 12 căi se poate considera $\Delta t - a_p \simeq 2$ N. Rezultă $p \leqslant 0{,}06$.

În avizul C 312 al CCITT se recomandă că în acest caz, coeficientul $p_0$ să nu depășească valorile [3] :

$p_a = 0{,}05$ în partea superioară a benzii transmise,

$p_0 = 0{,}075$ în partea inferioară a benzii transmise.

## Metoda de îmbunătățire a adaptării liniilor telefonice

Impedanța caracteristică a liniilor aeriene este practic constantă în gama de frecvență folosită de sistemele telefonice de curenți purtători. Datorită acestui fapt, se poate asigura o adaptare foarte bună cu ajutorul transformatorului de linie. În cazul cablelor simetrice, impedanța caracteristică devine constantă la frecvențe mult mai mari, variind în zona frecvențelor folosite de sistemele telefonice așa cum se arată în figura 2. Deoarece atenuarea diafonică scade cu frecvența, trebuie realizată o adaptare cît mai bună la frecvențele superioare. Transformatorul de linie trebuie astfel calculat, pentru ca linia să fie închisă cu impedanța sa caracteristică la frecvențele superioare

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

În cazul că transformatorul utilizat nu asigură această impedanță cu o suficientă exactitate, se poate corecta adaptarea, adăogînd după caz, o rezistență în serie sau în paralel, așa cum se arată în figura 3 [4]. Aplicarea acestei me-

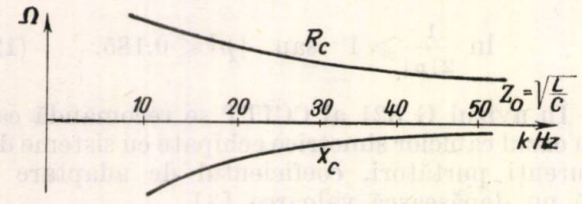



Fig. 2

tode este indicată numai la capătul de recepție ($B_1$, în fig. 1).

Îmbunătățirea adaptării la frecvențele joase, se poate face adăogînd în serie cu impedanța terminală, presupusă de valoare $Z_0$, un dipol corector a cărui impedanță, $z_k$ trebuie să satisfacă în banda transmisă, condiția

$$Z_k + Z_0 \simeq Z_c,$$

unde $z_c$ este impedanța caracteristică a liniei. Din această relație, se vede că dipolul corector are aceeași structură ca și echilibrorul liniei din care s-a scos rezistența $z_0$. Rezultă că dipolul corector poate fi realizat, așa cum se arată în figura 3, dintr-o rezistență în paralel cu o capacitate. Calculul acestor elemente se face ca în cazul echilibrorului cu trei elemente ($Z_0$, $/R_1$, $C_1$). Dipolul corector trebuie conectat simetric pe cele două fire ale liniei sau la mijlocul înfășurării transformatorului de linie, așa cum se arată în figura 4.

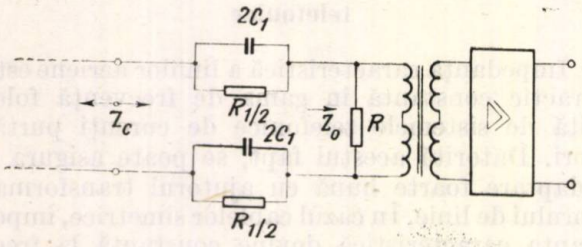



Fig. 3

## Concluzii

Așa cum rezultă din relația (9), scăderea atenuării de telediafonie efectivă este determinată de atenuarea

$$d = a_p + a_e - \Delta t - \frac{1}{2}\ln 2 = a_p - \ln\sqrt{2}\,p - \Delta t$$

Normele privind atenuarea paradiafoniei sînt deci strîns legate de normele privind coeficientul de neadaptare și abaterea telediafonică.

Relația (11) ne dă formula de calcul pentru stabilirea normei de paradiafonie, în funcție de

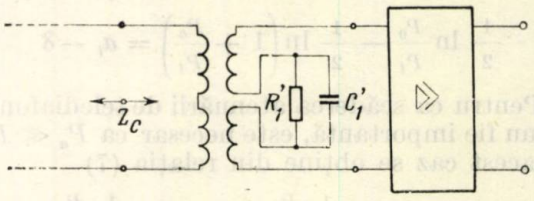



Fig. 4

normele privind abaterea telefonică și coeficientul de adaptare $p$.

În cazul că nu a fost realizată atenuarea de paradiafonie dată de norme, trebuie să fie îmbunătățită adaptarea și anume trebuie crescută atenuarea de ecou $a_e$, cu aceeeași valoare cu care atenuarea $a_p$ este mai mică decît cea normală. Cu alte cuvinte, notînd cu $a_{p0}$ și $a_{e0}$, valorile normale, trebuie să avem

$$a_{e0} - a_e = -(a_p - a_{p0}) \qquad (14)$$

În cazul liniilor aeriene, echipate cu sisteme cu 12 căi, valoarea coeficientului $p$ recomandată de CCITT este relativ mică. Realizarea unei valori mai mici întîmpină dificultăți și nu este justificată așa cum s-a arătat.

În cazul cablelor echipate cu sisteme de curenți purtători, se admite un coeficient de neadaptare relativ mare, din cauză că se poate realiza în general o atenuare paradiafonică relativ mare. În cazul însă cînd atenuarea de paradiafonie este mai mică decît cea normală și nu poate fi practic îmbunătățită, este indicat să se îmbunătățească adaptarea, realizînd un coeficient $p$ mai mic decît cel normal $p_0$.

Notînd $a_{p0} - a_p = \varepsilon$ unde $\varepsilon > 0$, relația (14) se poate scrie sub forma

$$\ln\left|\frac{p}{p_0}\right| = \varepsilon \text{ sau } |p| = p_0\, e^{-\varepsilon} \qquad (15)$$

De exemplu dacă $\varepsilon = 0{,}6$ N și considerînd valoarea lui $p_0$ data de (13) rezultă

$$p = 0{,}15\, e^{-0{,}6}\sqrt{\frac{f_m}{f}} \simeq 0{,}08\sqrt{\frac{f_m}{f}}\,.$$

Dacă această valoare nu poate fi realizată prin utilizarea transformatorului liniei, este indicat să se aplice metoda propusă de îmbunătățire a adaptării.

În cele anterioare, s-a presupus că linia este perfect omogenă și că undele de paradiafonie nu se reflectă deci decît la capetele secțiunii de amplificare. Ca urmare, a rezultat, așa cum arată și formula (11), că atenuarea paradiafonică poate să fie oricît de mică, dacă se poate realiza un coeficient de neadaptare $p$ suficient de mic.

Astfel dacă în relația (11) se consideră $\ln 2p = -\Delta t$, rezultă $a_p = 0$. În realitate, o linie prezintă o serie de neomogenități, deci o serie de puncte în care se produc reflexii ale undelor de paradiafonie.

La aplicarea relației (11), trebuie să se țină seama de această observație, în sensul că nu se poate admite o atenuare de paradiafonie, mult mai mică decît cea prevăzută de norme, chiar în cazul că se poate realiza un coeficient de adaptare suficient de mic. Diferența $\varepsilon$ între atenuarea de paradiafonie normală și cea măsurată, nu trebuie să fie mai mare decît circa 0,5 N. În orice caz o nerealizare a atenuării de paradiafonie prevăzută de norme, nu se poate admite decît cu condiția ca abaterea telediafonică efectivă măsurată să fie egală sau mai mare decît cea prevăzută de norme.—

BIBLIOGRAFIE


[1] AKULȘIN P. K. *Transpunerea circuitelor telefonice*, Moscova, 1953, pag. 100.

[2] GUMELIA A. N. și MALÎȘEV V. Z. *Caracteristicile electrice ale liniilor de telecomunicații aeriene și în cablu*, București, Editura Energetică de Stat, 1955.

[3] * * * *Volumul III de avize CCITT*, Geneva, 1961, pag. 108.

[4] POSTELNICU P. *Cuadripoli de adaptare pentru circuitele telefonice*, Revista Electricitatea, ASIT, 1949, nr. 5.


# Sistemul de comutație telefonică automată „crossbar-pentaconta 1000"

(partea II-a)

*(Urmare din pag. 396)*

conectare cu sistemul Rotary) impulsuri directe în curent continuu (interconectare cu sistemul pas cu pas) etc.

Receptoarele sînt angajate de registru ca și transmițătoarele pentru interconectarea cu alte centrale.

Transmițătoarele și receptoarele se mai numesc și organele auxiliare ale registrelor.

Fascicolele conectoare constituie circuite prin care se efectuează legătura între registre și celelalte organe ale unității de control cu excepția traductoarelor, toate participînd la stabilirea comunicațiilor.

Fascicolele conectoare sînt formate din două canale care pot fi angajate separat de organele unității de control.

Deoarece nu toate aceste organe ale unității de control sînt folosite simultan ci doar fracțiuni de secundă în timpul operațiilor de stabilirea legăturilor, în aceasta există și organe intermediare pentru asigurarea legăturii dintre diferitele părți ale unității de control și anume: cuplori de registre, cuplori auxiliari, căutători auxiliari.

Cuplorii de registre realizează legătura între registre și traductoare, între registre și fasciculele conectate, între traductoare și fascicule conectoare.

Cuplorii auxiliari, prin fasciculul conector permit realizarea legăturilor necesare funcționării, ale transmițătoarelor, receptoarelor, jonctorilor și circuitelor de taxare, cu alte organe.

Căutătoarele auxiliare conectează registrele de transmițătoare și receptoare (auxiliarele registrelor).

Unitatea de control prin structura sa complexă, are o mare suplețe în adaptarea cu diferite tipuri de centrale.

Principalele faze în care participă unitatea de control în timpul stabilirii unei comunicații sînt:

— preselecția: ocuparea unor registre și memorizarea categoriei liniei;

— numerotarea: recepționarea și înregistrarea semnalelor trimise de la linia de abonat în joncțiunile de intrare;

— traducerea: adaptarea semnalizărilor recepționate la sistemul de ieșire spre alte centrale;

— efectuarea selecției de grup;

— efectuarea selecției în elementul de linie sau pe joncțiunile de ieșire;

— determinarea taxării convorbirii;

— conectarea la alimentatorii din care linia chemată și chemătoare se alimentează în curent continuu și din care se transmite și curentul de apel pe linia solicitată și eliberarea registrului și apoi a întregii unități de control.

Unitatea de control a sistemului Pentaconta contribuie la funcționarea sigură și rapidă a comunicațiilor, avînd dispozitive speciale de verificări, care prin imprimarea unor cărți perforate în cazul deranjamentelor, favorizează o exploatare simplificată și o rezolvare rapidă a deranjamentelor.

BIBLIOGRAFIE


[1] *Les circuites du systeme Pentaconta*, CGCT, Franța

[2] BOBOC, P. *Sistemul de comutație telefonică automată „Crossbar-Pentaconta 1000"* (partea I), Telecomunicații, (1965), nr. 8, august, pag. 293—300.

Ing. DUMITRU STANOMIR

# Teoria corelației și aplicarea ei în acustică

## 1. Introducere

Cibernetica și teoria informației au apărut, după cum se știe, datorită unor cercetători de seamă cum au fost Wiener, Shannon, Hincin. Reflectînd proprietăți generale ale sistemelor informaționale, ideile fundamentale ale cibernetici și teoriei informației au generat ulterior o serie de studii aplicative pentru domenii mai înguste.

Stabilirea unor punți de legătură între punctele de vedere clasice și cele noi a fost realizată printr-o serie de discipline noi. Printre ele se numără *analiza corelatorie* care stabilește legătura între punctul de vedere spectral și punctul de vedere statistic, probabilistic, asupra semnalelor. Punctul nodal al acestei teorii îl constituie teorema lui Wiener-Hincin.

Aceste puncte de vedere noi au permis reconsiderarea unor teorii clasice ale acusticii cum este spre exemplu teoria reverberației. Folosind punctul de vedere statistic, aleator, pentru semnalele acustice a fost posibil să se precizeze noțiunile specifice ale acestor semnale, să se explice o serie de rezultate cunoscute și să se obțină o serie de rezultate noi în domeniul respectiv. În lucrarea de față vor fi expuse unele aspecte ale problemelor mai sus citate.

## 2. Modurile de introducere a noțiunii de corelație

Noțiunea de corelație se poate introduce în trei moduri expuse mai jos :

a) În modul de abordare statistic, corelația măsoară gradul de dependență liniară între două mărimi date prin valori discrete ;

b) Se poate introduce funcția de corelație ca transformata Fourier a spectrului de putere pentru semnale aleatoare sau nu ;

c) Punctul de vedere probabilistic stabilește echivalența mediilor pe ansamblu prin mediere pe o realizare pentru fenomene stohastice staționare. Medierea produsului pe o realizare, în timp, permite introducerea funcției de corelație ;

Se vor analiza mai jos cele trei moduri de abordare a funcției de corelație.

## 3. Punctul de vedere statistic

Problema corelației este folosită de mult în unele științe ale naturii cum sînt : agronomia, biologia etc. În aceste științe *corelația* este introdusă ca măsura cantitativă a două mărimi care depind de un același parametru. În cazul general, analiza corelatorie studiază oricare tip de dependență. În particular s-a dezvoltat studiul corelației liniare. Specificul problemelor de statistică consistă în aceea că se operează cu un număr mare de determinări experimentale. Gradul de corelație se determină printr-o *netezire* a rezultatelor experimentale. Dacă în unele cazuri se urmărește stabilirea unei legături, în altele se urmărește infirmarea legăturii și astfel stabilirea independenței dintre două mărimi.

În scopul introducerii corelației se vor considera două șiruri de mărimi $y_k$ și $x_k$, evaluate pentru o aceeași valoare a parametrului $t_k$. Reprezentarea grafică este dată în figura 1.

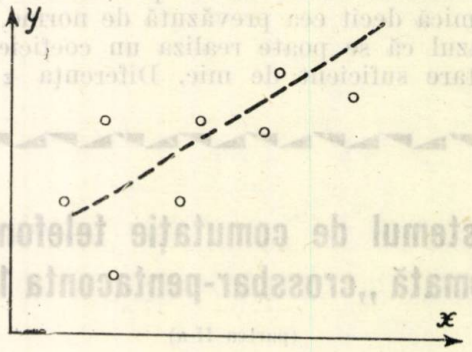



Fig. 1

Se observă că între mărimile $y$ și $x$ există *în medie* o dependență liniară

$$y = \alpha x + \beta \qquad (1)$$

Pentru fiecare pereche $y_k$, $x_k$ se pot determina $\alpha_k$ și $\beta_k$. Este util să se determine valorile medii pentru $\alpha$ și $\beta$. Ele se determină prin condiție de eroare patratică minimă a funcției (1) față de ansamblul $(y_k, x_k)$.

$$W^2 = \sum_1^n w_k^2 = \sum_1^n (y_k - \alpha x_k - \beta)^2 = \text{minim} \qquad (2)$$

Egalitatea (2) se dezvoltă

$$W^2 = \sum_1^n y_k^2 + \alpha^2 x_k^2 - 2\alpha x_k y_k - 2\beta y_k + 2\alpha\beta x_k + n\beta^2$$

$$\frac{W^2}{n} = \overline{y}^2 + \overline{\alpha^2 x^2} - 2\alpha\overline{xy} - 2\beta\overline{y} + 2\alpha\beta\overline{x} + \beta^2$$

S-a făcut notația

$$\varepsilon = \frac{1}{n}\sum \varepsilon_n$$

adică valoarea statistică medie.

Mărimile $\alpha$ și $\beta$ se determină din sistemul obținut anulînd derivatele parțiale ale expresiei (2) în raport cu $\alpha$ respectiv cu $\beta$.

$$\alpha\overline{x^2} + \beta\overline{x} = \overline{xy}$$

$$\alpha\overline{x} + \beta = \overline{y}$$

Rezolvînd se obţin expresiile pentru $\alpha$ şi $\beta$

$$\alpha = \frac{\overline{xy} - \overline{x}\,\overline{y}}{\sigma_x^2} \quad \beta = \frac{\overline{x^2 y} - \overline{x}\,\overline{xy}}{\sigma_x^2}$$

cu $\sigma_x^2 = \overline{x^2} - \overline{x}^2$, dispersia mărimii $x$.

Ecuaţia căutată devine

$$y = \frac{\overline{xy} - \overline{x}\,\overline{y}}{\sigma_x^2} x + \frac{\overline{x^2 y} - \overline{x}\,\overline{xy}}{\sigma_x^2} \tag{3}$$

Ecuaţia (3) capătă o formă simetrică compactizată, dacă se folosesc variabile normate

$$\eta = \frac{y - \overline{y}}{\sigma_y} \qquad \xi = \frac{x - \overline{x}}{\sigma_x}$$

şi se obţine

$$\eta = \xi r$$

în care $r$ are expresia

$$r = \frac{\overline{(x - \overline{x})(y - \overline{y})}}{[\overline{(x - \overline{x})^2}\,\overline{(y - \overline{y})^2}]^{1/2}} \tag{4}$$

Mărimea $r$ se numeşte *coeficient de corelaţie* şi este simetrică în $x$ şi $y$.

Conform inegalităţii lui Schwartz are loc relaţia

$$r \leqslant 1$$

şi deci coeficientul de corelaţie este subunitar.

Pentru variabile continue cu valori medii nule (4) devine

$$r = \frac{\frac{1}{2T}\int_{-T}^{+T} f_1(t)\, f_2(t)\, dt}{f_{1\,ef}\, f_{2\,ef}} \tag{5}$$

## 4. Legătura dintre spectrul de putere şi funcţia de corelaţie

Semnalele deterministe sînt desfăşurabile, cu anumite limitări, în serie sau integrală Fourier. O componentă este deci caracterizată prin trei parametri : amplitudine, frecvenţă şi fază. Semnalele naturale sînt considerate ca fluctuaţii sau funcţii aleatoare cărora nu li se poate prescrie o fază determinată. Asemenea mărimi sînt deobicei caracterizate prin mărimi de tip energetic, energie sau putere.

În cazul semnalelor continue cu valoare medie nulă, *funcţia de intercorelaţie* a două semnale $x(t)$ şi $y(t)$ se defineşte prin expresia

$$\Psi(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{+T} x(t)\, y(t - \tau)\, dt \tag{6}$$

În cazul cînd $x(t) = y(t)$, $\Psi(\tau)$ se numeşte *funcţie de autocorelaţie.*

Din relaţia (6) se observă că pentru $x(t) = y(t)\ \tau = 0$, $\Psi_{xx}(0)$ reprezintă puterea medie a semnalului. Funcţia de corelaţie generalizează într-un anumit sens noţiunea de putere medie.

Printre proprietăţile funcţiei de corelaţie se numără :

a) funcţia de autocorelaţie a unui semnal sinusoidal, de frecvenţă $\omega$, este periodică în $\tau$, cu aceeaşi frecvenţă $\omega$ ;

b) valoarea modulului funcţiei de autocorelaţie nu poate depăşi valoarea funcţiei de corelaţie evaluată pentru $\tau = 0$.

Relaţia fundamentală a analizei corelatorii leagă funcţia de corelaţie de spectrul de putere.

Spectrul de putere va fi notat cu $S(f)$ şi este introdus prin relaţia

$$\overline{x^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)\, df; \quad S(f) = \frac{d\overline{x^2}}{df} \tag{7}$$

în care

$$\overline{x^2} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t)\, dt =$$

$$= \lim_{T\to\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|X(f)|^2}{2T}\, df \tag{8}$$

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, e^{-j\omega t}\, dt \tag{9}$$

$X(f)$ este amplitudinea complexă Fourier.

Teorema lui Wiener-Hincin arată că funcţia de autocorelaţie $\Psi(\tau)$ şi $S(f)$ sînt pereche de transformate Fourier :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(\tau) e^{-j\omega\tau}_{d\tau}$$

$$\Psi(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)\, e^{j\omega\tau}_{df} \tag{10}$$

## 5. Interpretarea probabilistică a corelaţiei

În teoria transmiterii semnalelor sînt luate în consideraţie diferitele realizări ale unei mărimi aleatoare $x(t)$. Caracterizarea mărimii $x(t)$ se poate face prin media pe ansamblu

$$M[x] = \int x(t)\, p(x, t)\, dx$$

şi prin distribuţia bidimensională

$$M[x_1, t_1, x_2, t_2] = \iint x_1 x_2 p[x_1, t_1, x_2, t_2]\, dx_1\, dx_2$$

Dacă $M[x]$ nu depinde de timp iar $M[x_1, t_1, x_2, t_2]$ nu depinde decît de diferenţa $\tau = t_2 - t_1$, procesul se numeşte staţionar.

Dacă se admite valabilitatea teoremei ergotice atunci medierile pe ansamblu sînt echivalente cu medierile pe o realizare în timp. În acest caz momentul de corelaţie se exprimă

$$M[x_1, x_2, \tau] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, x(t - \tau)\, dt \tag{11}$$

## 6. Structura semnalului acustic

O problemă importantă în acustică este aceea a efectului produs de un semnal $f(t)$ adunat cu

același semnal decalat $f(t-\tau)$. O asemenea situație are loc în condițiile perceperii într-o încăpere a sunetului direct și a sunetului decalat cu $\tau$. Puterea medie a semnalului sumă, pe durata $T$, are expresia

$$P(t) = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} [f(x) + f(x-\tau)]^2 dx =$$
$$= P_0(t) + P_\tau(t) + 2r(t,\tau) \qquad (12)$$

în care s-a notat

$$P_0(t) = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} f^2(x)\,dx \quad P_\tau(t) = \int_{t-T}^{t} f^2(t-\tau)\,dt$$

$$r(t,\tau) = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} f(x) f(x-\tau)\,dx \qquad (13)$$

$P_0(t)$ și $P_\tau(t)$ reprezintă puterile celor două semnale iar $r(t, \tau)$ reprezintă măsura gradului de corelație între cele două semnale $f(t)$ și $f(t-\tau)$. Relația (12) exprimă procesul complex de interferență care ia naștere prin suprapunerea a două semnale.

Pentru $r = 0$, $P = P_1 + P_2$, semnalele se adună energetic și nivelul crește cu 3dB. Pentru $r>0$ se produce o mărire a semnalului rezultant, pentru $r<0$ se produce o scădere a semnalului rezultant.

Este necesar să se considere modul de comportare a mărimilor $P_0$, $P\tau$, $r(t, \tau)$ o dată cu mărirea duratei de integrare $T$. Se disting două situații :

a) O dată cu mărirea duratei de mediere $T$, cele trei mărimi tind către valori independente de $T$, pentru

$$T > T_0.$$

Este convenabil să se numească durata minimă de mediere $T_0$, *durată de omogenitate.* Semnalul se numește *omogen* ;

b) O dată cu mărirea duratei de mediere $T$, cele trei mărimi nu tind către nici o limită ; semnalul se numește *neomogen.*

Pentru ca procesul de interferență să fie invariabil în timp este necesar ca durata de mediere $T$ să depășească durata de omogenitate.

În cazul percepției auditive, durata de mediere nu depășește 0,03 —0,1 s, în timp ce durata de omogenitate este de ordinul 1 —3 minute. În cazul semnalelor acustice intervine deci un fenomen de interferență variabil în timp ; diferența între semnal omogen și neomogen nu are sens.

Al doilea aspect al problemei este modul în care se face recepționarea sau cum este caracteristica receptorului. În cazul general puterea $P(t)$ se exprimă

$$P(t) = \int_{-\infty}^{t} B(t-x)\,[f(x) + f(x-\tau)]^2\,dx \qquad (14)$$

Funcția $B(t-x)$ este factorul de pondere care include caracteristica receptorului. Formula (12) este dedusă ca un caz particular din (14) punînd

$$B(t-x) = \frac{1}{T}\ ;\ t-T \leqslant x \leqslant t \text{ (figura 2 a)} \qquad (15)$$

0 în rest

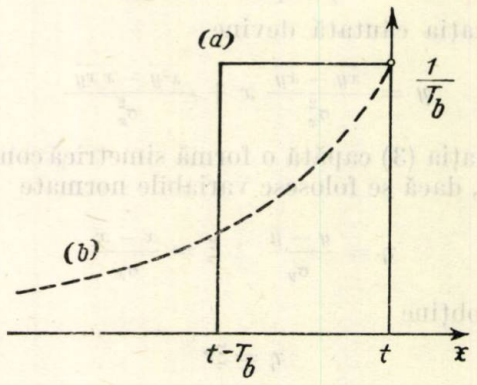



Fig. 2

Mai bună este aproximarea obținută considerînd factorul de pondere ca anihilînd exponențial valorile trecute,

$$B(t-x) = \frac{1}{T_b}\, e^{-\frac{1}{T_b}(t-x)} \quad x \leqslant t \text{ (figura 2 b)} \qquad (16)$$

0 în rest

care corespunde răspunsului unui circuit $RC = T_b$, la impulsul Dirac. Constanta proprie a urechei $T_b$ este de 30 ms. Funcția de pondere (16) permite efectuarea de măsurători acustice care să simuleze aproximativ condițiile de percepere auditivă. Procesul de interferență conține o componentă medie variabilă în timp care determină dezvoltarea în timp ; componentele foarte rapide sînt oarecum nivelate de procesul de integrare efectuat de receptor.

Efectele de interferență depind evident de $\tau$. O dată cu mărirea decalajului $\tau$, $r_\tau(t)$ tinde către zero, ceea ce înseamnă că se poate determina un *interval de coerență* $\tau_0$, astfel că pentru decalaje depășind ca valoare $\tau_0$, funcția $r(t, \tau)$ este mai mică decît o valoare dată.

## 7. Caracteristicile statistice ale semnalului acustic

Schema-bloc a unei instalații pentru determinarea caracteristicilor statistice este dată în figura 3.

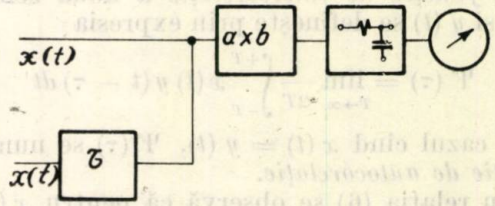



Fig. 3

El este constituit principial dintr-un dispozitiv de întîrziere cu bandă magnetică, un multiplicator și un circuit $RC$ cu $T_b = 30$ ms.

Cu un asemenea dispozitiv se pot determina următoarele mărimi :

a) Funcţia curentă de corelaţie $r(t, \tau)$ care se determină prin înregistrare pe bandă fotografică pentru diferite valori ale decalajului. Măsurătoarea se face pe o durată de 1—3 minute ;

b) Densitatea de distribuţie a mărimii $r$, $w_\tau(r)$ care se determină prin calcule asupra înregistrării funcţiei $r(t, \tau)$ ;

c) Funcţia de repartiţie

$$W_\tau(r_1) = \int_{-r_1}^{+r_1} w_\tau(r)\, dr = P\,[-r_1 \leqslant r \leqslant +r_1];$$

d) Coeficientul de coerenţă definit prin relaţia

$$\mu = \frac{R(\tau)}{R(0)}$$

cu

$$R(\tau) = \frac{1}{T}\left[\int_{-T/2}^{+T/2} r^2(t, \tau)\, dt\right]^{\frac{1}{2}}$$

Durata de integrare se alege suficient de mare pentru ca valoarea $R(\tau)$ să nu depindă de origina duratei $T$ pe axa timpului.

## 3. Concluzii

În [4] sînt prezentate o serie de determinări experimentale ale parametrilor statistici, pentru semnale acustice, efectuate de către Krecimer.

Din determinările experimentale se degajă o serie de proprietăţi importante şi anume :

a) densitatea de repartiţie $W(r)$ a funcţiei curente de autocorelaţie are maximul pentru valoare nulă ;

b) modificarea structurii densităţii de repartiţie $W(r)$ şi a funcţiei de repartiţie $W(r_1)$ în funcţie de parametrul $\tau$, este însemnată în vecinătatea valorilor mici (0—0,5 ms) ;

c) valoarea coeficientului de coerenţă rămîne neschimbată (aproximativ 0,25) pentru $\tau$ mai mare decît 70 ms.

Graficul coeficientului de coerenţă în funcţie de decalajul $\tau$ este dat în figura 4.

Pe baza proprietăţilor mai sus-arătate se pot deduce o serie de concluzii importante :

a) se ştie că în metodele de sonorizare ale spaţiilor închise folosind două surse (spre exemplu sonorizarea unei săli de cinematograf cu două difuzoare), calculul cîmpului rezultant se face pe baza sumării energetice. Se vede că justificarea procedeului consistă în aceea că *în medie* corelaţia între cele două surse este nulă întrucît valoarea maximă a corelaţiei are loc în vecinătatea valorii de zero ;

b) în teoria statistică a reverberaţiei (teoria lui Eyring) se presupune că sumarea contribuţiilor diferitelor unde reflectate se face energetic. Se observă că dacă durata medie între două incidenţe este mai mare decît cinci milisecunde — ceeace are loc pentru majoritatea încăperilor obişnuite — sumarea energetică este pe deplin justificată ;

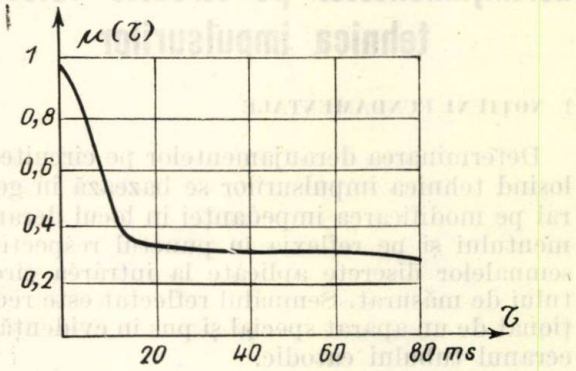



Fig. 4

c) se ştie din studiile efectuate în acustica încăperilor că, în mare parte, calitatea acustică a unei încăperi este determinată de structura componentelor (amplitudinile relative) care sosesc imediat după sunetul direct. Tocmai ele sînt acelea care *îmbogăţesc culoarea sunetului.* În lumina proprietăţilor de corelaţie se observă că hotărîtoare în *culoarea sunetului* sînt tocmai componentele corelate strîns cu semnalul şi care generează procesul de interferenţă variabilă în timp. Pe baza determinărilor experimentale s-a constatat că partea *utilă* a componentelor reflectate sînt încadrate pe o durată de 30—40 ms, ceace corespunde la un coeficient de coerenţă mai mare decît 0,3.

Experienţele mai sus indicate au fost efectuate asupra semnalelor vorbite, urmînd să se efectueze experienţe asupra semnalelor muzicale.

Problemele care se pun în acest domeniu sînt următoarele :

a) Efectuarea de noi experienţe în scopul verificării staţionarităţii semnalelor acustice ;

b) Determinarea modului în care spectrul de putere al semnalului acustic este modificat de *memoria receptorului* ;

c) Determinarea legăturii dintre caracteristicile statistice ale funcţiei curente de autocorelaţie şi cele ale nivelului de putere (pentru această mărime funcţia de repartiţie este aproximativ gaussiană).

Pe baza studierii acestor probleme vor putea fi rezolvate aspectele noi ale transmisiei şi recepţiei semnalelor acustice în diferite condiţii.

BIBLIOGRAFIE

[1] LANGE, F. — *Korelaţionnaia elektronika,* Sudpromghiz, Moskva, 1963.

[2] DAVENPORT, V. B. şi V. L. RUT. *V vedenie v teoriu sluciainih signalov i şumov,* Iz. Innostrannoi literaturi, Moskva, 1960.

[3] FURDUEV, V. V. *Interferenţia i kogherentnosti akusticeskih signalov,* Akusticeskii jurnal t. 3. 1957, nr. 1, pag. 111—116.

[4] * * * *Arhitekturnaia akustika,* Moskva, 1961.

Ing. ENEEA BARBU

# O nouă metodă pentru determinarea deranjamentelor pe circuite folosind tehnica impulsurilor

## 1. NOȚIUNI FUNDAMENTALE

Determinarea deranjamentelor pe circuite folosind tehnica impulsurilor se bazează în general pe modificarea impedanței în locul deranjamentului și pe reflexia în punctul respectiv a semnalelor discrete aplicate la intrarea circuitului de măsurat. Semnalul reflectat este recepționat de un aparat special și pus în evidență pe ecranul tubului catodic.

Dacă viteza de propagare este $V$ și timpul necesar pentru a parcurge dublul distanței pînă la locul deranjamentului $\Delta t$, atunci distanța se calculează cu relația :

$$l_x = \frac{1}{2} V \Delta t \qquad (1)$$

Viteza de propagare pentru un anumit tip de circuit fiind constantă, se vede că distanța $l_x$ variază proporțional cu $\Delta t$. Dacă tensiunea de baleiaj pe orizontală variază proporțional cu

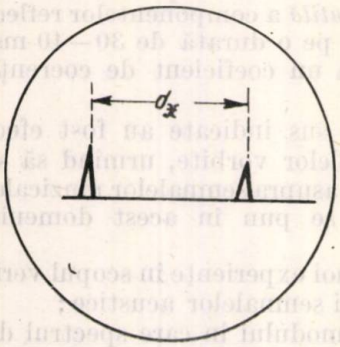



Fig. 1. *Principiul măsurării distanței pînă la locul deranjamentului folosind tehnica impulsurilor*

timpul, atunci distanța $d_x$ (fig. 1) între două deviații succesive pe verticală corespunzătoare impulsului de sondaj incident și reflectat, marchează la scara aparatului distanța $l_x$ pînă la locul deranjamentului. Pentru un anumit tip de circuit scara tubului catodic se gradează de obicei electric sub forma reperelor de timp.

Mărimea și faza impulsului reflectat depinde de modificarea impedanței caracteristice $Z_c$ a circuitului în locul deranjamentului. Dacă $Z_x$ este impedanța modificată, atunci legătura dintre impulsul reflectat $U_r$ în locul deranjamentului și impulsul incident $U_i'$ în același loc se exprimă prin relația :

$$U_r = U_i' \frac{Z_x - Z_c}{Z_x + Z_c} \qquad (2)$$

Se vede că impulsul reflectat are același semn cu impulsul incident dacă $Z_x > Z_c$ (fig. 2) și de semn contrar dacă $Z_x < Z_c$ (fig. 3).

Pe ecran, primul deranjament se concretizează sub forma unui salt ascendent iar pentru cel de al doilea descendent. Dacă $Z_x = \infty$ și $Z_x = 0$ se demonstrează că impulsul incident se reflectă total încît $U_r = U_i'$ și $U_r = -U_i'$. Pe aceste considerente se apreciază calitativ natura deranjamentelor fie sub forma întreruperii circuitului (vîrf ascendent) fie sub formă de scurtcircuit între conductoare (vîrf descendent). Prezența mai multor deranjamente la distanțe diferite și de tipuri diferite sînt sesizate de către aparat, sub forma unor salturi ascendete și descendente prezente pe ecranul tubului.

Caracteristicile principale ale aparatelor industriale se referă la raza de acțiune și precizia de localizare a deranjamentelor. Raza de acțiune a aparatului depinde de amplitudinea impulsului incident $U_i$ și de amplitudinea impulsului reflectat minim $U_{r\,min}$ care mai poate fi recepționat. Ca măsură a acestei caracteristici se stabilește sensibilitatea aparatului cu relația :

$$\alpha_s = \ln \frac{U_i}{U_{r\,min}} \qquad (3)$$

Dacă atenuarea de reflexie este $\alpha_r$ și atenuarea circuitului pe distanța dublă $l_x$ este $2\alpha_x$, atunci o condiție pe care trebuie să o îndeplinească aparatul este :

$$\alpha_s > 2\alpha_x + \alpha_r \quad [N] \qquad (4)$$

sau :

$$\ln \frac{U_i}{U_{r\,min}} > 2\alpha_x + \frac{1}{2} \ln \left| \frac{Z_x + Z_c}{Z_x - Z_c} \right|$$

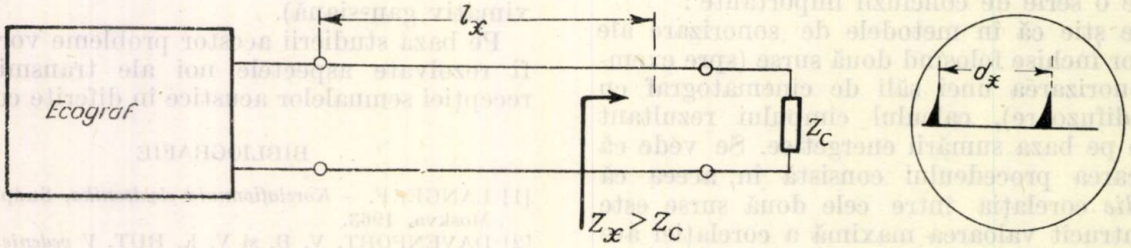



*Fig. 2. Oscilograma în cazul întreruperii circuitului*

Adică sensibilitatea aparatului trebuie să fie mai mare decît atenuarea suferită de impulsul de sondaj pe dublul distanței $l_x$.

Capacitatea de detectare a deranjamentelor apropiate de locul măsurării cît și cele alăturate, este nemijlocit influențată de durata impulsului de sondaj $\tau$. Pentru un $\tau$ dat, distanța minimă pînă la locul celui mai apropiat deranjament ce poate fi detectat de aparat fără ca impulsul reflectat să se suprapună peste cel incident, se exprimă cu relația :

$$l_{min} = \frac{V}{2} \tau \qquad (5)$$

Din interpretarea formulei (5) se deduce că micșorînd durata $\tau$ se mărește capacitatea de detectare a deranjamentelor. Totuși îngustarea impulsului $\tau$ este limitată de distorsiunea formei de undă ca o consecință a parametrilor circuitelor care influențează negativ forma impulsului reflectat.

Aparatele industriale existente au scheme de montaj similare cu un număr minim de elemente ca în figura 4.

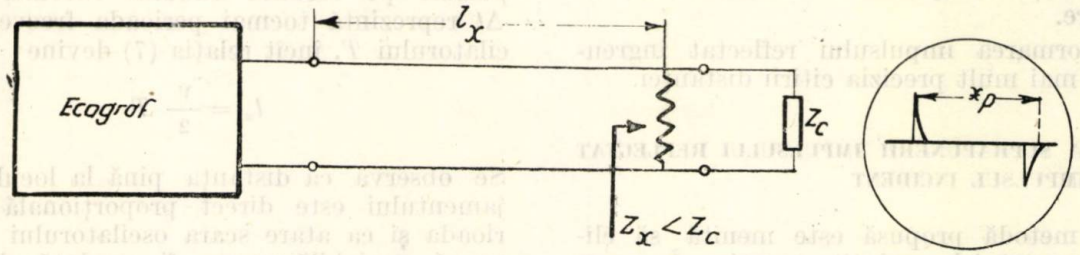



Fig. 3. *Oscilograma în cazul unui scurtcircuit între conductoare*

comanda generatorului, impulsurilor de sondaj. În acest scop succesiunea diferitelor impulsuri de marcare electrică a scării tubului catodic și a impulsurilor de sondaj se obține prin divizarea frecvenței oscilatorului pilot.

Impulsurile de sondaj transmise pe linie se reflectă în locurile unde există deranjamente și apoi sînt recepționate, amplificate și puse în evidență pe ecranul tubului catodic. În același timp tensiunea de baleiaj deplasează spotul pe ecran, proporțional cu timpul. Observînd simultan impulsul reflectat și reperele de timp cărora le corespunde distanțe precise, se poate aprecia distanța pînă la locul deranjamentului. Reperele de timp corespund la o singură viteză de propagare.

Din analiza metodei și a funcționării aparatelor industriale construite pe principiul citirii distanței în comparație cu reperele de timp, se pot deprinde următoarele dezavantaje :

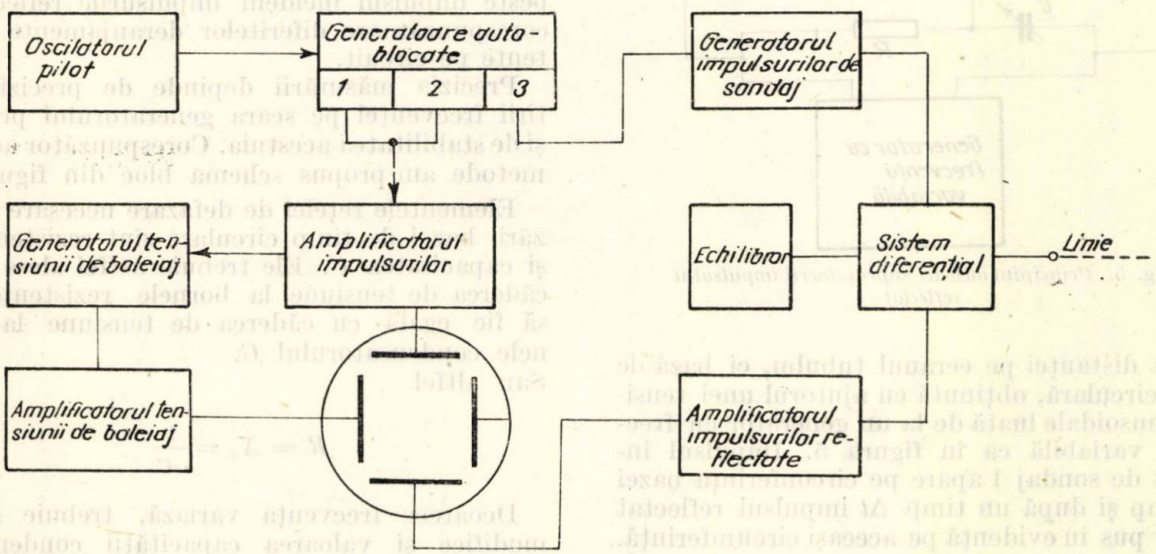



Fig. 4. *Schema-bloc a aparatelor industriale care folosesc tehnica impulsurilor*

Oscilatorul pilot comandă generatoarele reperelor de timp realizate de obicei sub forma unor oscilatoare autoblocate. Impulsurile de scurtă durată de la ieșirile acestor generatoare servesc la gradarea electrică a scării tubului catodic, la comanda tensiunii de baleiaj și la

— Aparatele au scheme complicate cu multe elemente ceace ridică prețul de cost.

— Precizia măsurării depinde de stabilitatea oscilatorului pilot, respectiv de reperele de timp, de precizia de citire a distanței în compa-

rație cu reperele care marchează impulsul reflectat etc.

— Datorită marcării electrice a scării, aparatul nu poate fi folosit decît pe circuitele pentru care s-a calculat succesiunea impulsurilor de calibrare, adică pentru o anumită viteză de propagare.

— Deformarea impulsului reflectat îngreunează și mai mult precizia citirii distanței.

## 2. METODA SUPRAPUNERII IMPULSULUI REFLECTAT PESTE IMPULSUL INCIDENT

Noua metodă propusă este menită să elimine dezavantajele amintite anterior. În acest scop nu se mai folosește bază de timp liniară și

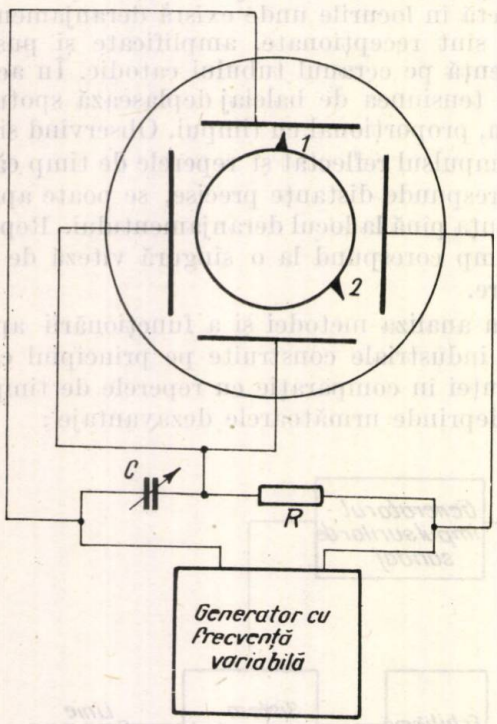



Fig. 5. *Principiul metodei suprapunerii impulsului reflectat*

citirea distanței pe ecranul tubului, ci bază de timp circulară, obținută cu ajutorul unei tensiuni sinusoidale luată de la un generator cu frecvență variabilă ca în figura 5. Impulsul incident de sondaj 1 apare pe circonferința bazei de timp și după un timp $\Delta t$ impulsul reflectat 2 este pus în evidență pe aceeași circumferință. În continuare se reglează frecvența generatorului pînă ce suprapunem impulsul reflectat peste cel incident, respectiv aducem pe aceeași direcție. Știind că viteza de propagare este $V$ și timpul necesar pentru parcurgerea distanței duble $\Delta t$, se poate scrie relația :

$$2\, l_x = V\, \Delta t \qquad (6)$$

sau :

$$l_x = \frac{V}{2}\, \Delta t \qquad (7)$$

În momentul suprapunerii celor două impulsuri pe ecranul tubului catodic, timpul $\Delta t$ reprezintă tocmai perioada frecvenței oscilatorului $T$, încît relația (7) devine :

$$l_x = \frac{V}{2}\, T \qquad (8)$$

Se observă că distanța pînă la locul deranjamentului este direct proporțională cu perioada și ca atare scara oscilatorului cu frecvență variabilă poate fi gradată direct în lungimi $l_x$ pînă la locul deranjamentului. La distanța minimă de măsurat corespunde frecvența maximă și invers, conform relațiilor :

$$\left.\begin{aligned} l_{x\,min} &= \frac{V}{2\, f_{max}} \\ l_{max} &= \frac{V}{2\, f_{min}} \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

Metoda permite determinarea deranjamentelor pe orice tip de circuite, făcîndu-se o etalonare corespunzătoare a scării generatorului, adică pentru viteze de propagare diferite, $V_1$, $V_2$ $V_3$, (fig. 6).

Pentru determinarea deranjamentelor se pleacă de la frecvența minimă, adică se explorează distanța maximă de măsurat după care se reduce treptat distanța pînă ce suprapunem peste impulsul incident impulsurile reflectate, corespunzătoare diferitelor deranjamente existente pe circuit.

Precizia măsurării depinde de precizia citirii frecvenței pe scara generatorului precum și de stabilitatea acestuia. Corespunzător acestei metode am propus schema bloc din figura 7.

Elementele rețelei de defazare necesare realizării bazei de timp circulare sînt rezistența $R$ și capacitatea $C$. Ele trebuie astfel alese încît căderea de tensiune la bornele rezistenței $R$ să fie egală cu căderea de tensiune la bornele condensatorului $C$.
Sau altfel

$$R = X_c = \frac{1}{\omega C} \qquad (10)$$

Deoarece frecvența variază, trebuie să se modifice și valoarea capacității condensatorului $C$ pentru ca să se păstreze baza de timp circulară. Menținerea radială a impulsului incident și reflectat se realizează cu ajutorul unui tub catodic echipat cu plăci de deviere radială. Utilizarea tuburilor catodice normale este posibilă în următoarele cazuri :

1) Prin aducerea impulsului incident și reflectat în zona de suprapunere, adică pe

porțiunile de cerc ale bazei de timp circulare, unde deviațiile pe verticală sînt perfect vizibile.

2) Modularea în viteză a spotului de către impulsul incident și reflectat.

rupere a spotului. De altfel inversarea conductoarelor de legătură la circuitul de măsurat, corespunde cu decalarea cu 180° a impulsului reflectat.

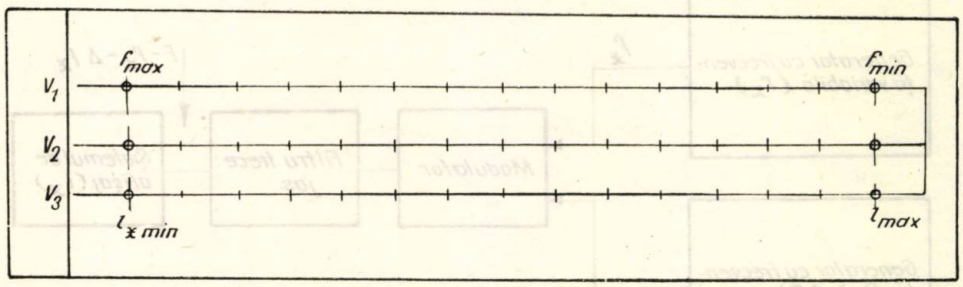



Fig. 6. *Limitele de marcare a scării generatorului cu frecvență variabilă*

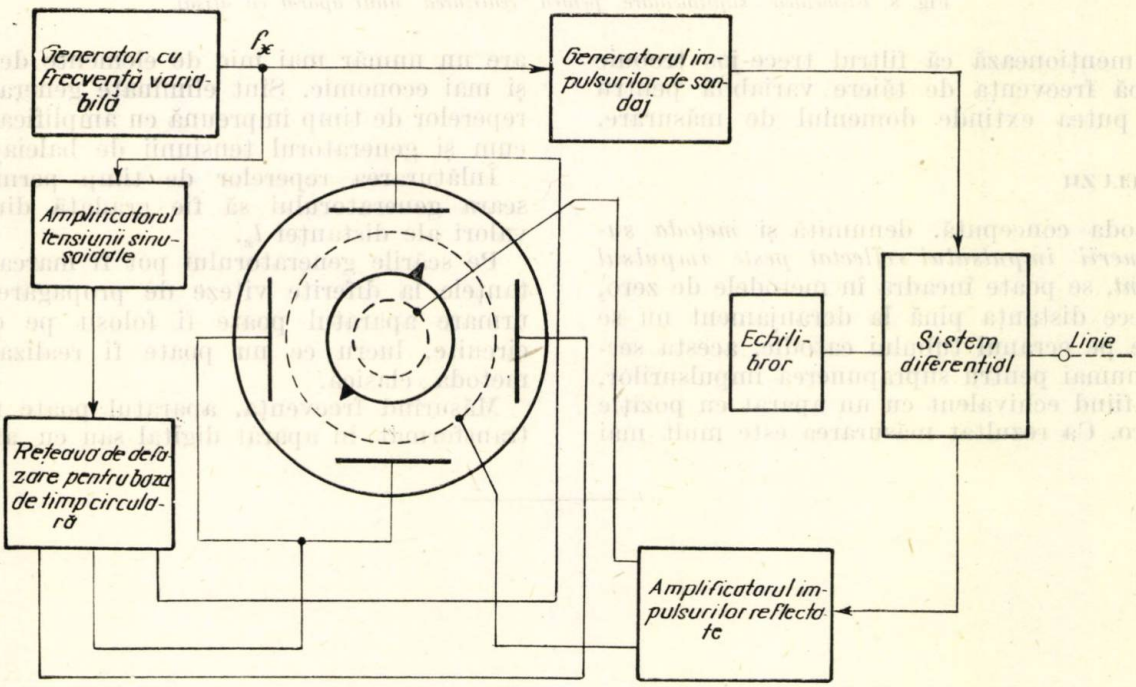



Fig. 7. *Schema-bloc a aparatului pentru determinarea deranjamentelor după metoda propusă*

3) Modularea în viteză a spotului de către impulsul incident și în intensitate de către impulsul reflectat.

4) Modularea în intensitate a spotului de către impulsul incident și reflectat.

Pentru cazurile 3 și 4 cînd se face modularea spotului în intensitate, impulsurile provoacă o creștere a luminozității spotului pe ecran eventual întreruperea luminozității. De exemplu, dacă impulsul incident provoacă întreruperea spotului (negativare mare) iar impulsul reflectat este de semn contrar, atunci pe circumferința bazei de timp apare un punct cu luminozitate sporită. Suprapunerea impulsului reflectat constă în aducerea punctului cu luminozitate mare în dreptul porțiunii de între-

Metoda măsurării distanței $l_x$ prin etalonarea frecvenței generatorului, permite ca aparatul să poată fi realizat sub formă digitală sau cu afișaj. În acest scop, frecvența variabilă $f_x$ împreună cu frecvența fixă $F$ a unui generator suplimentar, se aplică unui element neliniar. Pentru măsură se folosește diferența frecvențelor $F - f_x = \Delta f_x$. În aceste condiții distanța $l_x$ se exprimă cu relația

$$l_x = \frac{V}{2(F - \Delta f_x)} \qquad (11)$$

Pe măsură ce $\Delta f_x$ se mărește, crește și distanța $l_x$ și invers, încît afișînd numeric pe $\Delta f_x$, afișăm tocmai lungimea pînă la locul deranjamentului. Afișajul este valabil pentru o anu-

mită viteză de propagare. Pentru alte viteze trebuie aduse corecțiile corespunzătoare. Schema-bloc care completează aparatul este dată în figura 8.

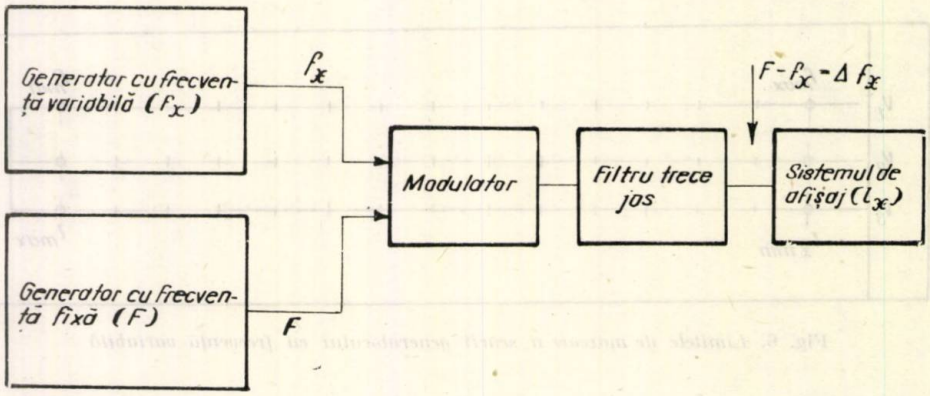



Fig. 8. *Elementele suplimentare pentru realizarea unui aparat cu afișaj*

Se menționează că filtrul trece-jos trebuie să aibă frecvența de tăiere variabilă pentru a se putea extinde domeniul de măsurare.

### 3. CONCLUZII

Metoda concepută. denumită și *metoda suprapunerii impulsului reflectat peste impulsul incident*, se poate încadra în metodele de zero, deoarece distanța pînă la deranjament nu se citește pe ecranul tubului catodic, acesta servind numai pentru suprapunerea impulsurilor, adică fiind echivalent cu un aparat cu poziție de zero. Ca rezultat măsurarea este mult mai precisă. De altfel, desfășurarea bazei de timp de la diametru la lungimea cercului, ușurează explorarea liniei de măsurat.

Din punct de vedere constructiv aparatul are un număr mai mic de elemente deci este și mai economic. Sînt eliminate generatoarele reperelor de timp împreună cu amplificatoarele cum și generatorul tensiunii de baleiaj.

Înlăturarea reperelor de timp permite ca scara generatorului să fie gradată direct în valori ale distanței $l_x$.

Pe scările generatorului pot fi marcate distanțele la diferite viteze de propagare și ca urmare aparatul poate fi folosit pe diferite circuite, lucru ce nu poate fi realizat prin metoda clasică.

Măsurînd frecvența, aparatul poate fi ușor transformat în aparat digital sau cu afișaj.

Ing. ION GÎRLAȘU

# Utilizarea cablurilor de telecomunicații cu înveliș nemetalic la lucrările din mediul rural

În ultimii ani, într-o serie de țări a fost introdusă construirea rețelelor de telecomunicații și radioficare din mediul rural, subteran, în cabluri cu manta nemetalică, în general un înveliș din policlorură de vinil și polietilenă. Aceste cabluri posedă o serie de calități față de liniile aeriene obișnuite din mediul rural pe stîlpi (în cea mai mare parte avînd două și patru fire), calități pe care le enumerăm mai jos :

— elimină consumul de material lemnos, deficitar ;

— îndepărtează dificultățile provocate mecanizării lucrărilor din agricultură de către stîlpii plantați în terenurile agricole (în jurul fiecărui stîlp nu se poate lucra o suprafață de 2—4 m²) ;

— vecinătatea liniilor de energie electrică nu mai perturbă circuitele telefonice și nu mai constituie o sursă de accidente de muncă ;

— prețul de cost scade aproape la jumătate (1 km de linie în cablu subteran cu două fire costă circa 5 000 lei față de 10—11 000 cît costă o linie aeriană pe stîlpi) ;

— construcția se poate mecaniza, cu o productivitate de 20 de ori mai mare decît sistemul obișnuit de lucru ;

— cheltuielile de întreținere se reduc aproape la zero, deranjamentele fiind aproape excluse ;

— calitatea transmisiei se îmbunătățește, ținînd seama că aceste cabluri au o rezistență mare de izolație față de pămînt și între fire, stabilitate la acțiunea diferitelor substanțe chimice active, rezistență mecanică suficientă.

În regiunea Ploiești s-au instalat în anii 1963—1965 circa 32 km linii telefonice și de radioficare rurale, în prezent în funcțiune. Cablul folosit este cel de tip CRYY 2×1,0 6 mm fabricat de Fabrica de cabluri și materiale electroizolante — București.

Prima lucrare de acest gen a fost construită în luna mai 1963 și anume o linie de radioficare care leagă centrul de radioficare Ciorani de comuna Sălciile din raionul Mizil. Linia în lungime de 6 km funcționează la tensiunea de 240 V și alimentează un număr de 385 abonați de radioficare în condițiuni optime. În cei doi ani de funcționare, rețeaua a fost deranjată o singură dată prin deteriorarea (roaderea) mantalei și parțial a conductoarelor de cupru de către rozătoare. Cheltuielile de întreținere a acestui fider în decurs de doi ani (inclusiv ridicarea deranjamentului amintit) a fost de 24 lei. Construcția mecanizată a liniei a durat efectiv 6 ore în condițiile experimentării primei mașini de pozat cablu de acest fel din țară. Costul lucrării, fără valoarea cablului, este de 1 552 lei, sumă în care este cuprinsă chiria și transportul tractorului și salariul celor doi muncitori care au executat lucrarea.

În luna octombrie 1963 s-a construit o nouă linie de radioficare între comunele Niculești și Vîlcele raion Rîmnicu Sărat în lungime de 11 km, tot cu cablu subteran CRYY 2 × 1, 0 6 mm. Linia funcționează la tensiunea de 480 V și alimentează la capăt 420 difuzoare de radioficare de 0,25 W. În cele 20 luni de funcționare, această linie nu a prezentat nici un fel de deranjamente, nu a necesitat nici un fel de fonduri de întreținere. Construcția mecanizată a rețelei a durat 8 ore și a costat 3 235 lei.

În luna ianuarie 1964 s-a dat în funcțiune rețeaua de telefonie a GAS Boldești care prezintă 8 km linii telefonice în cablu subteran, intercalat în rețele aeriene existente la data respectivă. S-a ales această soluție întrucît construcția de trasee aeriene pe stîlpi ar fi fost anevoioasă și costisitoare, traseele trecînd prin vii, pe drumuri înguste, terenuri accidentate și intersectînd numeroase linii electrice ale Schelei Boldești. Nici în această rețea nu au apărut deranjamente la liniile subterane de la darea în folosință.

În luna mai 1965 s-a instalat o linie telefonică subterană între GAS Pucheni, din raionul Ploiești și GAS Fînari pe o distanță de 4 km. Construcția liniei a durat 4 ore.

Tot în luna mai, Direcția PTTR a Capitalei și Regiunii București, a instalat 9 km de cablu de radioficare la Buftea.

Executarea lucrărilor de mai sus s-a făcut mecanizat cu ajutorul unei mașini (plug) construită în cadrul Dir. Reg. PTTR Ploiești. Mașina are următoarea construcție : un șasiu din oțel prevăzut cu ochi de împerechere, suport pentru tamburul cu cablu, roți din cauciuc masiv, ladă de scule, scaun pentru lucrător, două cuțite dispuse pe o placă și sistem de semnalizare (fig. 1).

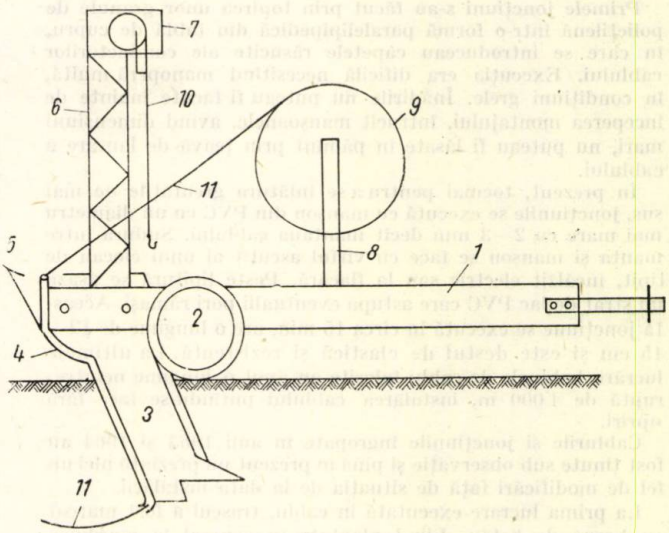



Fig. 1. *Construcția mașinii de îngropat cablu* : *1 — șasiu* ; *2 — roată* ; *3 — cuțit* ; *4 — țeavă* ; *5 — scaun* ; *6 — suport macara* ; *7 — macara* ; *8 — suport tambur* ; *9 — tambur cablu* ; *10 — cablu macara* ; *11 — cablu*

Acționat de un tractor S—80, plugul înaintează și cuțitul face o despicătură în sol de 3—4 cm grosime, adîncă de 0,85 m. Cablul se desfășoară de pe tambur, trece prin țeava de lansare a cuțitului și rămîne îngropat în urma cuțitului. După terminarea instalării cablului, tractorul trece cu o șenilă pe deasupra urmei lăsată de cuțit pentru astuparea completă a șanțului (fig. 2).

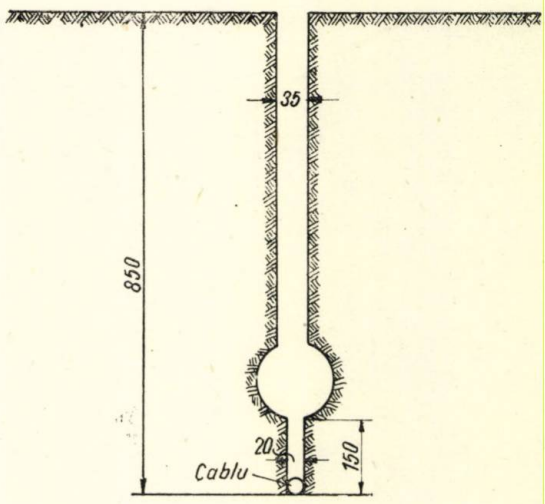



Fig. 2. *Șanțul făcut de cuțit*

Viteza de lucru este de 2,5—3 km/h.

Mașina a lucrat în condițiuni optime atît pe terenuri de șes cît și pe terenuri accidentate, în soluri mlăștinoase și foarte tari. Au fost chiar cazuri, în schela petroliferă Boldești, cînd cablul a fost îngropat de-a lungul unui drum (pe mijlocul lui) pietruit cu un strat de piatră de rîu, gros de 20—40 cm. De asemenea, au fost cazuri cînd cablul a fost îngropat în mlaștină luîndu-se anumite măsuri, la fel putîndu-se face și traversarea rîurilor cînd apa nu era prea mare.

Cea mai mare dificultate în executarea acestor lucrări a constituit-o problema joncţionării bucăţilor de cablu, întrucît fabrica livrează bucăţi de cablu în lungimi de 80—900 m, în general pe un tambur de 2 000 m fiind rulate 10—12 bucăţi. Din această cauză, la prima lucrare a fost oprită îngroparea cablului la terminarea fiecărei bucăţi, s-au lăsat rezerve de cablu la ambele capete şi s-a însemnat locul, joncţiunea făcîndu-se ulterior.

Primele joncţiuni s-au făcut prin topirea unor granule de polietilenă într-o formă paralelipipedică din tablă de cupru, în care se introduceau capetele răsucite ale conductorilor cablului. Execuţia era dificilă necesitînd manoperă multă, în condiţiuni grele. Înădirile nu puteau fi făcute înainte de începerea montajului, întrucît manşoanele, avînd dimensiuni mari, nu puteau fi lăsate în pămînt prin ţeava de lansare a cablului.

În prezent, tocmai pentru a se înlătura greutăţile de mai sus, joncţiunile se execută cu manşon din PVC cu un diametru mai mare cu 2—3 mm decît mantaua cablului. Sudura între manta şi manşon se face cu vîrful ascuţit al unui ciocan de lipit, încălzit electric sau la flacără. Peste lipitură se aşază un strat de lac PVC care astupă eventualii pori rămaşi. Această joncţiune se execută în circa 15 min, are o lungime de 12—15 cm şi este destul de elastică şi rezistentă. La ultimele lucrări, bobinele de cablu folosite au avut o lungime neîntreruptă de 4 000 m, instalarea cablului putîndu-se face fără opriri.

Cablurile şi joncţiunile îngropate în anii 1963 şi 1964 au fost ţinute sub observaţie şi pînă în prezent nu prezintă nici un fel de modificări faţă de situaţia de la data instalării.

La prima lucrare executată în cablu, traseul a fost marcat cu borne de beton. Fiind plantate în general la marginea terenurilor agricole, cea mai mare parte din borne au fost scoase de către tractoare cu ocazia arăturilor.

Pentru identificarea traseului se foloseşte un detector cu tranzistoare care urmăreşte semnalul emis pe cablu de un generator de ton. Cu ajutorul detectorului se poate depista orice deranjament al liniei subterane, precizia indicării lui de la suprafaţă mergînd pînă la 10 cm.

Folosirea sistemului de lucru expus mai sus, a fost limitată de cantităţile de cabluri livrate. Dezvoltarea industriei chimice şi de cabluri de telecomunicaţii, va permite ca începînd chiar din anul 1965 să devină posibilă introducerea treptată, pe scară tot mai largă a liniilor subterane de telecomunicaţii şi radioficare în mediul rural.

Lucrările la care se pretează cel mai mult aceste cabluri sînt construcţia liniilor telefonice de importanţă locală în vecinătatea traseelor de energie electrică, reparaţia capitală a liniilor telefonice şi fiderilor de radioficare între localităţi în mediul rural, construcţia liniilor telefonice la sonde (în special în zonele de cîmp şi deal), de-a lungul conductelor de ţiţei sau gaze, pe distanţe pînă la 25 km, construcţia liniilor telefonice la agenţii PTTR în mediul rural, la gospodăriile agricole de stat şi cooperativele agricole de producţie şi la secţiile acestora, la unităţile forestiere etc.

Circuitele în cablu ar putea fi echipate cu sisteme de curenţi purtători de 1—3 căi tranzistorizate.

Întrucît în prezent nu se fabrică decît cabluri cu o singură pereche, maşina a fost astfel construită încît prin aceiaşi ţeavă pot fi lansate două cabluri deodată. În funcţie de necesităţi, al doilea cablu poate fi instalat ulterior fără pericol de deteriorarea primului cablu.

Economiile realizate în cadrul Direcţiei Regionale PTTR Ploieşti în anii 1963—1965 la lucrările executate după sistemul descris se ridică la suma de 182.442 lei (economii realizate pe seama diminuării volumului de manoperă şi celorlalte cheltuieli legate de construcţia celor 30 km reţele telefonice şi de radioficare).

Ing. CRISTIAN SĂULESCU

# Receptorul de televiziune VS 59

## CARACTERISTICI GENERALE

Televizorul VS 59 reprezintă o variantă îmbunătăţită a televizorului VS 59-633 Grigorescu, cu performanţe mecanice şi electrice remarcabile, cu o mare stabilitate în funcţionare, situîndu-se printre cele mai bune televizoare din clasa sa.

Televizorul VS 59 este un receptor standard de televiziune de tip superheterodină, în montaj cu cale comună pentru semnalele de imagine şi sunet (cu bătăi între purtătoare). Este un televizor de clasă medie, destinat recepţiei emisiunilor celor 12 canale O.I. R.T. din benzile I—II—III.

Banda I : 2 canale (48,5—66 MHz.)
Banda II : 3 canale (76—100 MHz)
Banda III : 7 canale (174—230 MHz)

Tubul catodic cu care este echipat, este de tipul AW59-90 de sticlă, aluminizat, dreptunghiular, cu unghiul de deflexie de 110°, cu focalizare electrostatică, cu diagonala ecranului de 59 cm, montat direct pe casetă. Dimensiunile imaginii sînt de 385/489 mm.

Pentru reducerea perturbaţiilor asupra receptoarelor din vecinătatea lui, caseta şi masca cinescopului sînt metalizate pe feţele interioare pentru a atenua la maximum posibil radiaţiile bazei de timp cu frecvenţa liniilor. De asemenea blocul de foarte înaltă tensiune este ecranat cu o cuşcă metalică.

Televizorul este realizat pe blocuri (module) folosind atît cablajul convenţional cît şi cablajul imprimat.

Circuitele asamblate pe cablaj imprimat sînt : AFI imagine-sunet, AVF, AFI sunet şi demodulatorul de frecvenţă, separatorul de impulsuri, comparatorul de fază, oscilatorul de linii şi cadre. Schimbătorul de canale (blocul rotactor) şi celelalte circuite sînt realizate cu ajutorul circuitelor convenţionale.

Şasiul televizorului este vertical şi rabatabil la 90° în jurul unei axe orizontale.

Televizorul VS 59 are o linie modernă şi elegantă, fiind prezentat într-o casetă asimetrică, furniruită în diferite nuanţe, ornamentat cu gust cu metal şi masă plastică, cu performanţe acustice remarcabile. Această prezentare corespunde tendinţei actuale pe plan mondial (fig. 1).

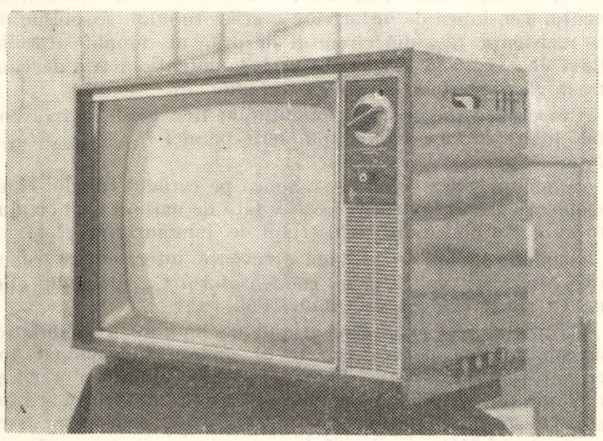


Fig. 1

Reproducerea sonoră este asigurată de un difuzor permanent dinamic, eliptic de 8 Ω—4 W care redă un spectru larg de frecvenţe, montat pe casetă în faţă.

Principalele comenzi ale televizorului sînt montate în faţă, pe partea laterală şi în spatele televizorului astfel :

Butonul întrerupător reţea şi volum sonor, comutator canale, acord fin sunet-imagine sînt montate în faţă.

Butoanele contrast, luminozitate, ton şi sincronizare pe verticală (frecvenţa cadrelor) sînt montate pe lateral.

Butoanele de control automat al amplificării (CAA), sincronizare pe orizontală (frecvenţa liniilor), focalizare,dimensiune pe verticală, liniaritate pe verticală (acord fin) sînt montate pe spatele televizorului.

De asemenea televizorul mai dispune de două butoane de reglaj care sînt accesibile după înlăturarea plăcii spate, dimensiune pe orizontală şi liniaritate pe orizontală.

Televizorul are o intrare simetrică de 300 Ω şi una asimetrică de 75 Ω. În felul acesta se permite conectarea directă la televizor a cablului de coborîre simetric bifilar precum şi a cablului coaxial.

La intrare se poate intercala un atenuator ($\simeq$ 15 dB) care permite folosirea receptorului în bune condiţiuni în locuri apropiate de emiţător (cîmp puternic).

Televizorul este echipat cu 15 tuburi electronice, cu 3 diode semiconductoare cu germaniu şi cu 2 diode semiconductoare cu siliciu.

Tensiunea de alimentare este 120 şi 220 V la 50 Hz.

Puterea consumată de la reţea este de circa 170 VA.

Televizorul este prevăzut cu 2 siguranţe fuzibile de 3 A.

Datorită strălucirii foarte bune a ecranului cît şi focalizării superioare a spotului se obţine o imagine foarte bună chiar în cazul recepţiei în încăperi luminate (prin reglarea corespunzătoare a contrastului şi luminozităţii).

Televizorul are un gabarit de 751 × 535 × 380 (475) mm şi o greutate de circa 36 kg.

## DATE TEHNICE

Frecvenţa intermediară imagine este de 38 MHz, iar frecvenţa intermediară sunet de 31,5 MHz.

Sensibilitatea pe calea imaginii este limitată de amplificare, pentru o tensiune pe catodul tubului cinescop $U_c = 6\ V_{ef}$, cu semnalul de intrare modulat sinusoidal 50 % (în amplitudine) cu o frecvenţă de 400 Hz fiind mai bună de 100 μV cu contrastul şi *CAA* în poziţie de amplificare maximă.

Controlul automat al amplificării (*CAA*) asigură o variaţie a semnalului pe catodul tubului cinescop, mai mică de 5 dB pentru o variaţie de 26 dB (de la 1 mV la 20 mV) a semnalului de intrare, cu reglajul contrastului şi *CAA* în poziţia de amplificare maximă. La un semnal de 20 mV pe mira de control al televizorului se observă 6 trepte de contrast.

Atenuarea frecvenţei purtătoare de sunet a canalului recepţionat este mai mare de 30 dB.

Atenuarea purtătoarei de sunet a canalului adiacent inferior este mai mare de 15 dB.

Atenuarea purtătoarei de imagine a canalului adiacent superior este mai mare de 26 dB.

Atenuarea frecvenţei intermediare este mai mare de 35 dB.

Atenuarea frecvenţei imagine este mai mare de 40 dB.

Definiţia pe orizontală în centrul este de 450 linii.

Definiţia orizontală la margine este de 400 linii.

Banda de audiofrecvenţă la 3 dB raportată la frecvenţa de 1 000 Hz este de 90—8500 Hz.

Distorsiunea de neliniaritate a baleiajului este de maximum 10 %.

Distorsiunile geometrice (fig. 2) sînt menţinute în limitele următoare :

Distorsiunea orizontală de tip trapez $T_H = \dfrac{AD - BC}{AD + BC} 100 \leqslant 5\,\%$

Distorsiunea verticală de tip trapez $T_V = \dfrac{AB - DC}{AB + DC} 100 \leqslant 3\,\%$

Distorsiunea orizontală de tip butoi $B_H = 2\dfrac{a_2 + b_2}{AD + BC}\ 100$

Distorsiunea verticală de tip butoi $B_V = 2\dfrac{c_2 + d_2}{AB + CD}\ 100$

Distorsiunea orizontală de tip pernă $P_H = 2\ \dfrac{a_1 + b_1}{AD + BC}\ 100$

Distorsiunea verticală de tip pernă $P_V = 2\dfrac{c_1 + d_1}{AB + CD}\ 100$

$$P_H + B_H \leqslant 5\,\%$$

$$P_V + B_V \leqslant 5\,\%$$

Distorsiunea de tip paralelogram $\leqslant 2°$.

Sincronizarea și întreţeserea se menţin pentru variaţii de $\pm$ 10 % ale tensiunii de reţea pentru un semnal de intrare de 1 mV.

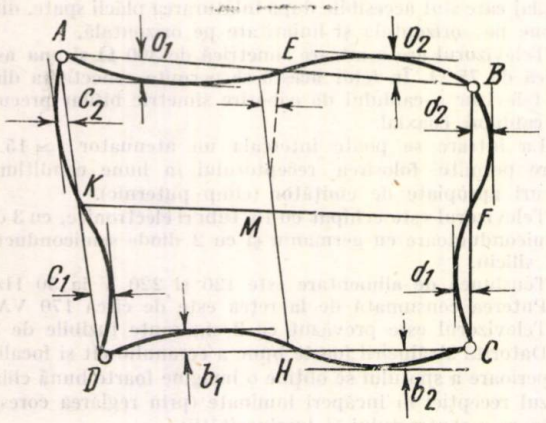



Fig. 2

Variaţia procentuală a dimensiunilor imaginii la variaţia contrastului de la minim la maxim este de maximum 3 % pe orizontală şi verticală. Variaţia procentuală a dimensiunilor imaginii, la variaţia luminozităţii, din poziţia corespunzătoare limitei de perceptibilitate în poziţia corespunzătoare unui curent catodic mediu de 200 $\mu$A cu contrastul şi cu *CAA* în poziţia de amplificare maximă, este de maximum 5 % pe orizontală şi pe verticală. Variaţia procentuală a dimensiunilor la variaţia tensiunii reţelei cu $\pm$10 % este de maximum 10 % pe orizontală şi verticală.

Sensibilitatea pe calea de sunet pentru un raport între purtătoare de 1 : 2 (raport de puteri sunet imagine de 1 : 4) şi puterea de ieşire audio de 50 mW este mai bună de 50 $\mu$V, cu contrastul şi *CAA* corespunzătoare amplificării maxime.

Puterea la ieşire este de cel puţin 2 W cu maximum 10 % distorsiuni.

## SCHEMA ELECTRICĂ

Schema electrică a acestui televizor este prezentată în figura 3.

Semnalul cules la bornele antenei, se aplică printr-un cablu de coborîre la intrarea televizorului, prin intermediul unui transformator de adaptare-simetrizare, care asigură o impedanţă de intrare de 300 $\Omega$, fie că semnalul se aplică simetric faţă de masă, pe o impedanţă de 300 $\Omega$ sau asimetric, pe o impedanţă de 75 $\Omega$.

Protecţia antenei împotriva tensiunii de reţea, în cazul unei conectări greşite a stecherului la reţea, adică cu faza reţelei la şasiu, este asigurată de condensatoarele $C_{601}$, $C_{602}$, $C_1$, $C_2$.

Amplificarea în frecvenţă foarte înaltă se realizează cu ajutorul unui etaj în montaj cascodă cu alimentare serie, echipat cu tubul PCC88. Prima parte triodă a tubului funcţionează într-un montaj cu catodul comun, iar a doua parte triodă funcţionează într-un montaj cu grila comună.

Polarizarea primei triode se face cu tensiunea de *RAA* aplicată grilei prin rezistenţa $R_1$.

Sarcina primei triode este formată din bobina $L_6$ şi cu impedanţa de intrare a celei de a doua triode.

A doua parte triodă a etajului cascodă funcţionează cu grila comună din punct de vedere al frecvenţei foarte înalte.

Sarcina anodică a etajului cascodă este filtrul de bandă realizat din $L_7$, $C_5$, $L_9$, $C_6$ şi capacităţile parazite ale montajului. Bobinele $L_7$ şi $L_9$ sînt comutabile pe canale dispuse pe un segment montat pe tamburul schimbătorului de canale.

Semnalul de televiziune se aplică grilei schimbătorului de frecvenţă prin condensatorul $C_7$.

Oscilatorul local lucrează într-un montaj de tip Colpits cu partea triodă a tubului PCF80. Circuitul oscilant este format din bobinele $L_{11}$ şi $L_{12}$, care servesc la reglajul brut, respectiv fin al frecvenţei oscilatorului local, condensatoarele $C_{28}$, $C_{10}$ şi capacităţile parazite $C_{ga}$, $C_{ac}$ $C_{gc}$ Cuplajul între oscilator şi schimbătorul de frecvenţă se face inductiv prin bobinele $L_9$, $L_{11}$.

Etajul schimbător de frecvenţă foloseşte partea de pentodă din tubul PCF80. Semnalul util, amplificat de etajul cascodă şi tensiunea de oscilaţie se aplică împreună pe grila de comandă a schimbătorului de frecvenţă, schimbarea de frecvenţă făcîndu-se aditiv.

Bobina $L_{10}$ din ecranul tubului serveşte pentru o filtrare mai bună a tensiunii acestuia.

Circuitul de sarcină al mixerului este compus dintr-un filtru de bandă, acordat pe frecvenţa de 38 MHz, din condensatorul $C_8$ şi capacităţile parazite ale montajului.

Amplificatorul de frecvenţă intermediară imagine-sunet este compus din 3 etaje echipate cu tuburile EF184 (unul din cele mai moderne tuburi, avînd o pantă mare şi capacităţi parazite mici), circuitele de sarcină ale acestora sînt transformatoare bifilare acordate decalat, avînd următoarele frecvenţe de acord : 34,5 MHz ; 36,7 MHz ; 35,5 MHz.

Semnalul de frecvenţă intermediară este adus la grila primului etaj de amplificare printr-un cablu de joasă impedanţă.

Circuitul *Tr.* 101 acordat pe frecvenţa de 30 MHz, realizează rejecţia frecvenţei purtătoare imagine a canalului adiacent superior fiind conectat în serie cu circuitul de grilă al primului etaj de FI.

Polarizarea grilelor primelor două tuburi se realizează cu ajutorul tensiunii de *RAA*. Polarizarea grilei celui de al treilea tub este asigurată de grupul de negativare automată $R_{113}$, $C_{110}$.

Semnalul cules la ieşirea ultimului etaj al amplificatorului de FI imagine-sunet se aplică detectorului de videofrecvenţă care funcţionează într-un montaj de detecţie serie realizat cu dioda OA90.

Rezistenţa $R_{117}$ în serie cu dioda de detecţie serveşte pentru limitarea semnalelor de amplificare mai mare.

Grupul format din rezistenţa $R_{121}$ şi bobinele $L_{113}$, $L_{114}$ realizează corecţia caracteristicii amplitudine-frecvenţă în domeniul frecvenţelor video ridicate.

După detecţie, semnalul video complex se aplică pe grila tubului EL180 care lucrează ca amplificator de video frecvenţă. Tensiunea de negativare a grilei tubului se obţine de la rezistenţa $R_{413}$ din circuitul de grilă al amplificatorului final de baleiaj pe orizontală şi de la potenţiometrul de contrast $R_{129}$ montat în catodul tubului.

Corecţia caracteristicii amplitudine-frecvenţă la frecvenţele înalte se face prin grupul serie paralel $L_{115}$, $R_{130}$, $L_{117}$, $L_{118}$, $R_{132}$.

Semnalul video complex se aplică pe catodul tubului cinescop care are un potenţial pozitiv faţă de masă, reglat cu ajutorul cursorului potenţiometrului de luminozitate $R_{137}$.

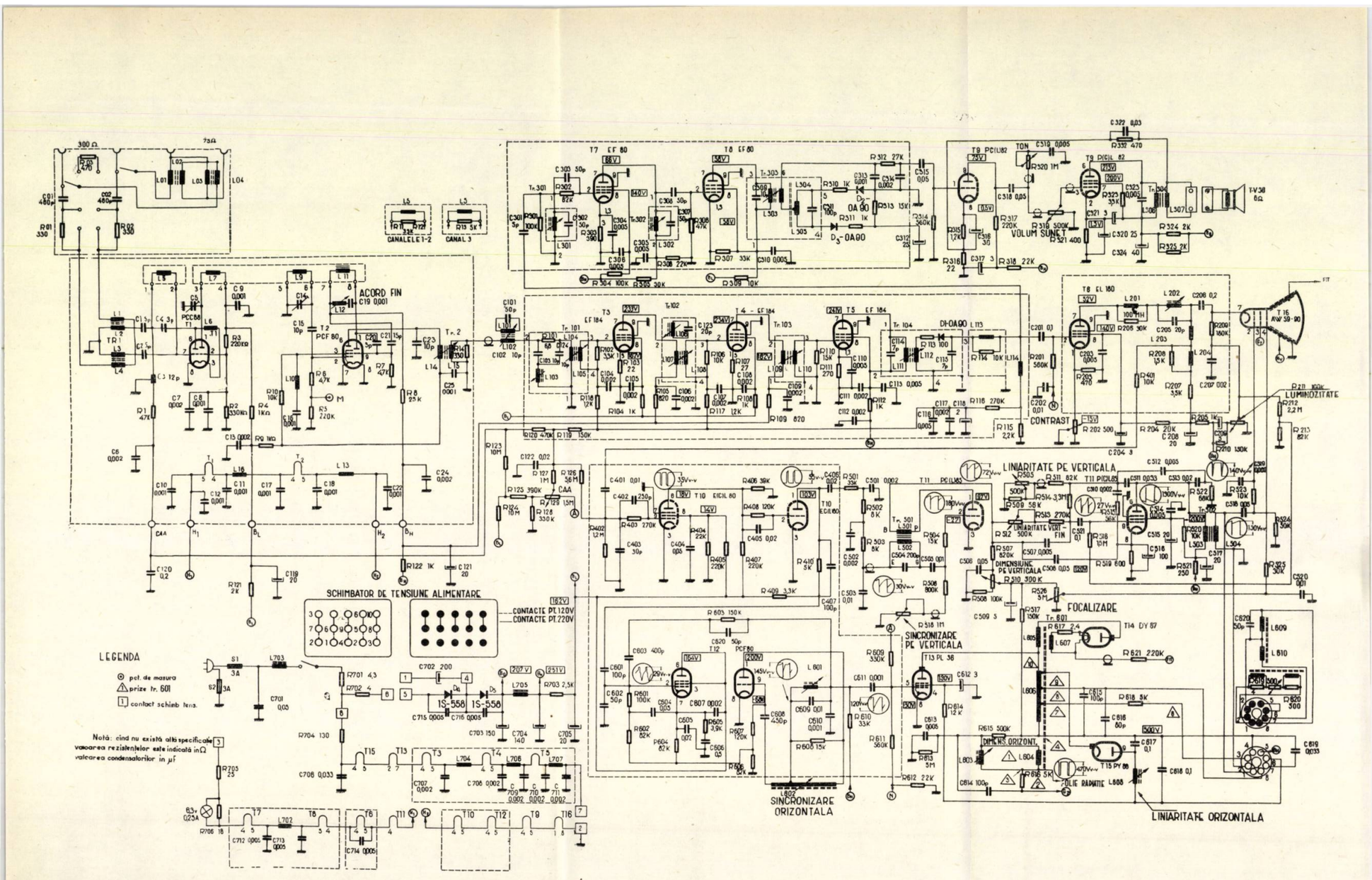
Semnalul celei de a doua frecvenţe intermediare sunet (6,5 MHz) se aplică prin condensatorul $C_{201}$ primului etaj de FI sunet echipat cu tubul EF80.

Grupul $C_{206}$, $R_{207}$ este grupul de limitare a modulaţiei de amplitudine pentru cel de al doilea etaj echipat tot cu un tub EF80 care lucrează atît ca amplificator cît şi ca limitator de grilă şi anodic. În circuitul de grilă al acestui etaj se găseşte circuitul derivaţie $L_{202}$, $C_{207}$ acordat pe frecvenţa de 6,5 MHz. În circuitul anodic al acestui etaj se găseşte discriminatorul de frecvenţă. Acesta este realizat cu un detector de raport asimetric. Cu ajutorul condensatorului $C_{214}$ detectorul realizează şi funcţia de limitator de amplitudine.

La bornele condensatorului $C_{212}$ se obţine tensiunea de audiofrecvenţă. Ea se aplică pe grila părţii triodă a tubului PCL $_{82}$.

Acesta este urmat de amplificatorul final de putere, echipat cu partea pentodă a tubului PCL82 prin condensatorul de cuplaj $C_{216}$.

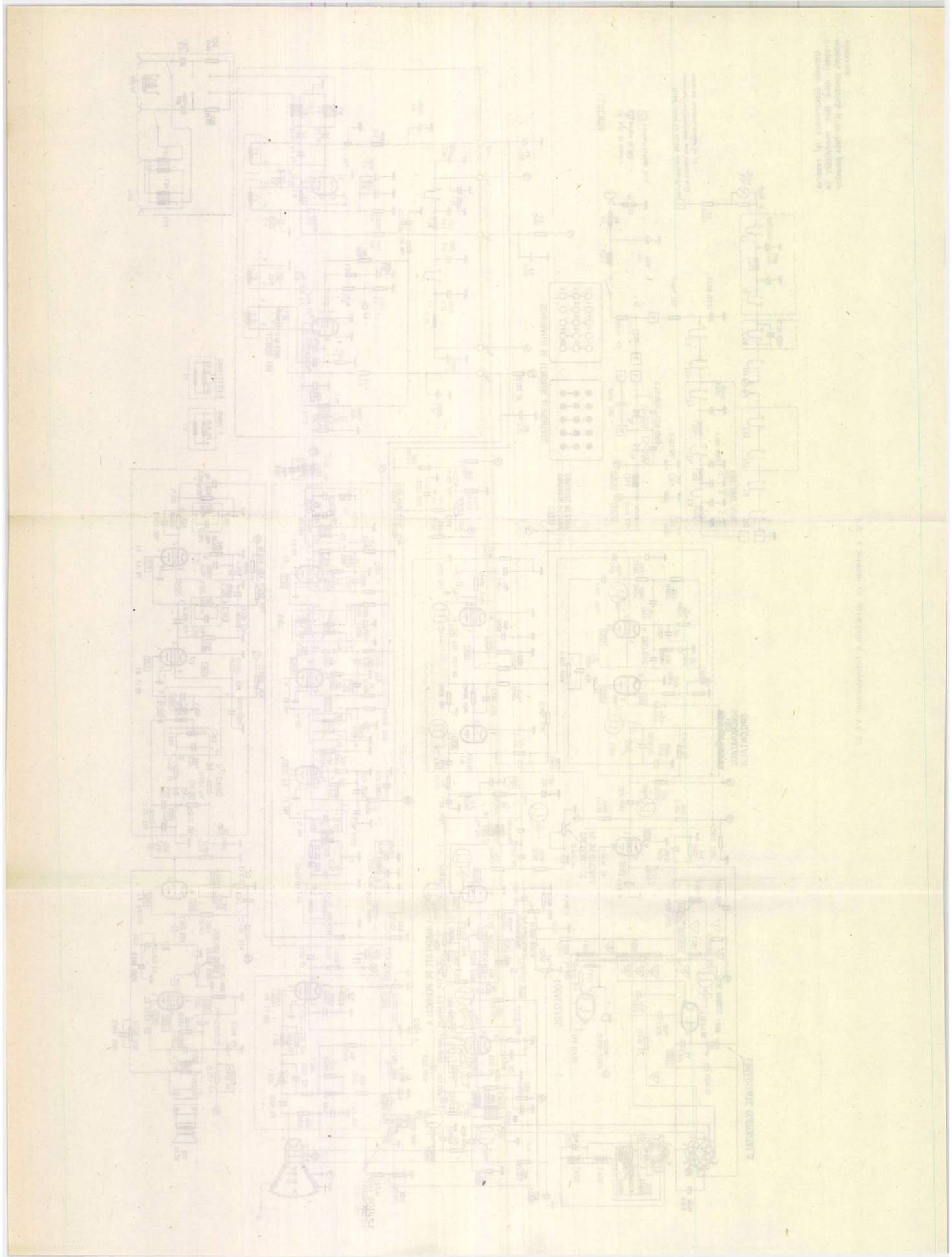
Sarcina amplificatorului o constituie transformatorul de ieşire audio în secundarul căruia este legat difuzorul.




Uzinele Electronica își rezervă dreptul de-a face modificări în schema electrică și în lista pieselor electrice.

Fig. 3 Schema de principiu a televizorului VS 59

**Uzinele Electronica iți rezervi dreptul de-a face modificirl in schema electrici ți în lista pieselor**



Separarea sincrosemnalului complex de semnalul de video-frecvență este realizat de către etajul separator de impulsuri după amplitudine echipat cu partea pentodă a tubului ECL80.

Sincrosemnalul complex rezultat în anodul separatorului se aplică grilei etajului amplificator limitator echipat cu partea triodă a tubului ECL80.

Pentru sincronizarea pe verticală, sincrosemnalul complex se aplică la două celule de integrare conectate în cascadă.

La bornele condensatorului $C_{310}$ se obține succesiunea de impulsuri de sincronizare pe verticală, care vor contribui la sincronizarea oscilatorului autoblocat din generatorul de baleiaj pe verticală. Acesta este un oscilator autoblocat echipat cu partea triodă a tubului PCL85. Oscilaorul cu autoblocare este realizat într-un montaj obișnuit cu reacția pozitivă prin transformatorul *Tr* 301.

Cu ajutorul potențiometrului $R_{315}$ se reglează frecvența cadrelor.

Reglarea valorii tensiunii anodice și deci a înălțimii imaginii se realizează cu ajutorul potențiometrului $R_{322}$.

Tensiunea obținută la bornele condensatorului $C_{317}$ se aplică grilei amplificatorului final de baleiaj pe verticală.

Amplificatorul final cadre este echipat cu partea pentodă a tubului PCL85. Grupul de corecție mărește liniaritatea tensiunii în dinte de ferăstrău la începutul și sfîrșitul cursei. Reglarea fină a liniarității se obține cu ajutorul potențiometrului $R_{320}$ iar cu potențiometrul $R_{318}$ se obține o reglare mai brută.

În circuitul de sarcină al tubului se găsește transformatorul de cadre *Tr* 302 în secundarul căruia apare un curent liniar în dinte de ferăstrău, care străbate bobinele de deflexie pe verticală.

De la etajele de separare se obțin impulsuri de sincronizare pe orizontală care se aplică pe grila comparatorului de fază.

Tensiunea în dinte de ferăstrău de frecvența liniilor este generată de oscilatorul cu autoblocare echipat cu partea triodă a tubului PCF80. Circuitul de stabilitate a frecvenței liniilor este compus din $L_{402}$ , $C_{410}$. Frecvența liniilor este reglată prin deplasarea miezului de ferită al bobinei $L_{402}$.

Etajul final de baleiaj pe orizontală este realizat cu pentoda PL36, într-un montaj cu diodă de recuperare serie. Dioda recuperatoare este PY88. Sarcina amplificatorului final este constituită din înfășurarea principală a autotransformatorului cu bobinele de deflexie pe orizontală, înfășurarea de foarte înaltă tensiune și redresorul de foarte înaltă tensiune.

Tensiunea pentru electrodul de accelerare se culege de la condensatorul de recuperare $C_{418}$ și se aplică prin rezistențele $R_{417}$, $R_{418}$. Tensiunea pentru electrodul de focalizare se preia tot de la condensatorul de recuperare $C_{418}$ și se aplică potențiometric prin rezistențele $R_{416}$ și $R_{335}$. Reglajul focalizării se face cu ajutorul potențiometrului $R_{335}$.

Impulsurile pozitive de tensiune din timpul cursei de întoarcere a baleiajului pe orizontală sînt redresate de dioda de foarte înaltă tensiune DY87. Tensiunea redresată se aplică anodului tubului cinescop.

Tensiunea alternativă de rețea se redresează cu ajutorul a două diode cu siliciu de tip SG505. Tensiunea alternativă după redresare este filtrată și divizată apoi după cerințele montajului. Pentru protejarea diodelor față de șocurile mari de curent, care apar în special la pornirea televizorului, sînt montate rezistențe în serie cu redresorul.

Ing. MIHAI POPESCU

# Amplificator pentru nivele mici cu tranzistor cu colectorul comun

Circuitul cu colectorul comun este folosit din ce în ce mai mult ca amplificator de curent sau de putere, prezentînd performanţe bune în ceea ce priveşte caracteristica de frecvenţă, stabilitatea, distorsiunile şi nivelul de zgomot propriu.

Articolul prezintă formule de calcul pentru amplificarea de curent, amplificarea de tensiune, impedanţa la intrare şi impedanţa la ieşire.

Stabilirea formulelor s-a făcut neglijînd impedanţele pasive ale tranzistorului între bază şi colector şi între emitor şi colector.

La frecvenţe nu prea înalte — de ordinul 0 pînă la 1,5 MHz — aceste aproximaţii sînt justificate de faptul că colectorul este comun şi legat la masă şi impedanţele neglijate sînt de ordinul sutelor de kiloohmi sau megohmilor. Impedanţa generatorului de la intrare este obişnuit de ordinul kiloohmilor iar impedanţa de ieşire a amplificatorului cu colectorul comun este de ordinul zecilor de ohmi. În aceste condiţii aproximaţiile făcute sînt de ordinul 1—5%.

Circuitul echivalent al amplificatorului cu colectorul comun este prezentat în figura 1.

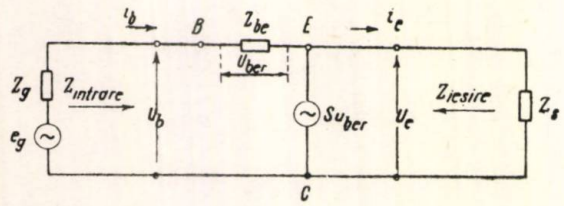



Fig. 1

*1. Amplificarea de curent* $\left(A_i = \frac{\mathbf{i}_e}{\mathbf{i}_b}\right)$

$$\mathbf{i}_{be} = \mathbf{i}_b$$

$$\mathbf{i}_e = \mathbf{i}_b + SZ_{be}\,\mathbf{i}_b = (1 + SZ_{be})\,\mathbf{i}_b$$

$$A_i = 1 + SZ_{be} \qquad (1)$$

*2. Amplificarea de tensiune* $\left(A_u = \frac{\mathbf{u}_e}{\mathbf{u}_b}\right)$

$$\mathbf{u}_e = Z_s\,(1 + SZ_{be})\,\mathbf{i}_b$$

$$\mathbf{i}_b = \frac{\mathbf{u}_{ber}}{Z_{be}}$$

$$\mathbf{u}_{ber} = \mathbf{u}_b - \mathbf{u}_e$$

$$\mathbf{u}_e = Z_s\,(1 + SZ_{be})\,\frac{\mathbf{u}_b - \mathbf{u}_e}{Z_{be}}$$

$$[Z_s\,(1 + SZ_{be})\,Z_{be}]\,\mathbf{u}_e = Z_s\,(1 + SZ_{be})\,\mathbf{u}_b$$

$$A_u = \frac{1}{1 + \dfrac{Z_{be}}{Z_s\,(1 + SZ_{be})}} \qquad (2)$$

*3. Impedanţa la intrare* $\left(Z_{intrare} = \frac{\mathbf{u}_b}{\mathbf{i}_b}\right)$

$$\mathbf{u}_b = \frac{Z_s\,(1 + SZ_{be}) + Z_{be}}{Z_s\,(1 + SZ_{be})}\,\mathbf{u}_e$$

$$\mathbf{i}_b = \frac{\mathbf{i}_e}{1 + SZ_{be}}$$

$$Z_s = \frac{\mathbf{u}_e}{\mathbf{i}_e}$$

$$Z_{intrare} = Z_s\,(1 + SZ_{be}) + Z_{be} \qquad (3)$$

*4. Impedanţa la ieşire* $\left(Z_{ieşire} = \frac{\mathbf{u}_{e\infty}}{\mathbf{i}_{esc}}\right)$

$$\mathbf{u}_{e\infty} = A_{u\infty}\,\mathbf{u}_{b\infty} = \mathbf{u}_{b\infty}$$

$$\mathbf{i}_{esc} = A_{isc}\,\mathbf{i}_{bsc} = (1 + SZ_{be})\,\mathbf{i}_{bsc}$$

$$Z_{ieşire} = \frac{1}{(1 + SZ_{be})}\,\frac{\mathbf{u}_{b\infty}}{\mathbf{i}_{bsc}} \qquad (4)$$

$$\mathbf{u}_{b\infty} = \frac{Z_{b\infty}}{Z_g + Z_{b\infty}}\,\mathbf{e}_g$$

$$\mathbf{i}_{bsc} = \frac{\mathbf{e}_g}{Z_g + Z_{bsc}}$$

$$\frac{\mathbf{u}_{b\infty}}{\mathbf{i}_{bsc}} = \frac{Z_{b\infty}\,(Z_g + Z_{bsc})}{Z_g + Z_{b\infty}}$$

$$Z_{b\infty} \cong \infty$$

$$Z_{bsc} = Z_{be}$$

Dacă

$$Z_g \ll Z_{b\infty} = \infty\,,$$

$$\mathbf{u}_{b\infty} = \mathbf{u}_{e\infty} \cong \mathbf{e}_g\,.$$

$$\mathbf{i}_{esc} = (1 + SZ_{be})\,\frac{\mathbf{e}_g}{Z_g + Z_{be}}\,.$$

$$Z_{ieşire} = \frac{Z_g + Z_{be}}{1 + SZ_{be}} \qquad (4')$$

*5. Exemplu. Amplificator de audiofrecvenţă pentru semnale mici cu colectorul comun*

Tranzistorul are amplificarea de curent $\beta$ şi panta $S$.

$$Z_{be} = \frac{\beta}{S}$$

$$Z_g = R_g$$

$$Z_s = R_s$$

$$A_i = 1 + \beta$$

$$A_s = \frac{1}{1 + \frac{\beta}{R_g (1 + \beta) S}}$$

$$R_{intrare} = R_g (1 + \beta) + \frac{\beta}{S}$$

$$R_{ieșire} = \frac{R_g + \frac{\beta}{S}}{1 + \beta}$$

*Observație*

Rezistența de sarcină necesară poate fi obținută aproximativ în felul următor :

Ipoteza $R_g \ll R_{be}$

$I_{eal}$ este curentul de alimentare al emitorului
$I_e$ este amplitudinea curentului alternativ nedistorsionat al emitorului

$$R_{ieșire} \cong \frac{1}{S} \cong \frac{1}{30\ I_{eal}} = \frac{0{,}033}{I_{eal}}$$

$$R_s = a\ R_{ieșire} = \frac{0{,}033\ a}{I_{eal}}$$

$$I_e \cong I_{eal}$$

$$U_{e\ ieșire} = R_s\ I_e = 0{,}033\ a\ \text{V}$$

Se vede că la $a = 1$ tensiunea de ieșire maximă $U_{e\ ieșire}$ este aproximativ 0,033 V.

Cînd spre exemplu $a = 10$ $U_{e\ ieșire} = 0{,}33$ V.

Cînd nivelul de ieșire se apropie de această valoare distorsiunile cresc mult. Valoarea optimă a rezistenței de sarcină va fi obținută experimental din condiția de distorsiuni.

La amplificatoarele de semnale mici (de ordinul 0,1 V) cu distorsiuni de ordinul 1% sau mai bune, $a$ trebuie luat cel puțin 10—20.

## 7. *Concluzii*

Metoda prezentată poate fi utilizată cu bune rezultate la calculul amplificatorului de semnale mici cu colectorul comun utilizat la frecvențe joase sau înalte. Caracteristica de frecvență a amplificării și defazarea pot fi calculate cu ușurință. Formulele stabilite arată că amplificatorul cu colector comun prezintă o impedanță de intrare mare de ordinul zecilor de kiloohmi și o impedanță de ieșire mică de ordinul zecilor de ohmi. Acest tip de amplificator este indicat a fi folosit acolo unde generatorul echivalent trebuie să lucreze cu un amplificator cu o mare impedanță de intrare, care poate fi ridicată la frecvențele joase pînă la zeci de megohmi. Acest circuit este indicat să fie folosit deasemenea cînd sarcina la ieșire este de ordinul zecilor sau sutelor de ohmi. Amplificatorul cu baza comună sau cel cu emitorul comun nu funcționează în bune condițiuni cu astfel de sarcini oferind o amplificare de putere mică și distorsiuni mari.

# cronică

## Expoziția Construcției Economice a R.P. Chineze

### (23 Septembrie — 13 Octombrie a.c.)

La sfîrșitul lunii septembrie a.c. a avut loc în București inaugurarea Expoziției Construcției Economice a R.P. Chineze. Deschisă la scurt timp după o manifestare similară la Pekin — Expoziția Economică Română — cea de a doua expoziție economică a Chinei populare organizată în țara noastră s-a bucurat de afluența unui numeros public vizitator.

Cea de a doua expoziție economică chineză organizată în țara noastră oglindește în mod sintetic noile victorii și realizări obținute în ultimii ani de poporul chinez, în revoluția socialistă și în construcția socialistă, sub conducerea Partidului Comunist Chinez și a tovarășului Mao-Țze-dun. Con-

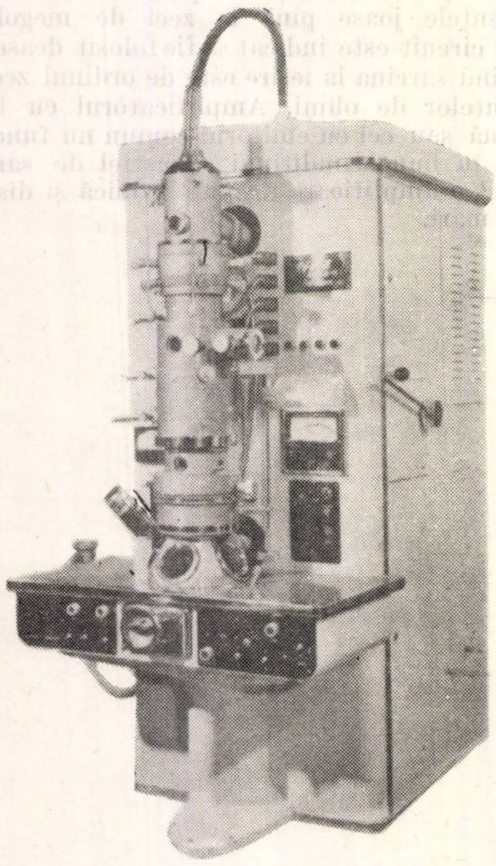


Fig. 1

ducătorul delegației guvernamentale chineze care a participat la deschiderea expoziției, după ce a mulțumit guvernului și poporului romîn pentru sprijinul acordat în cursul pregătirii expoziției, a arătat în discursul său că producția industrială globală din anul 1964 a crescut cu peste 15 la sută față de 1963. Multe utilaje și instalații de calitate superioară de mari proporții și precizie, precum și echipamente complexe, pe care China nu le putea produce în trecut, sînt acum proiectate și executate în R. P. Chineză. La actuala expoziție au fost prezentate o parte din aceste produse. Referitor la dezvoltarea agriculturii, R. P. Chineză obține pe an ce trece recolte tot mai bogate. Știința, tehnica, cultura și învățămîntul cunosc și ele o nouă dezvoltare. Nivelul de trai al poporului chinez crește treptat. Se conturează un nou avînt al producției industriale și agricole. Relațiile dintre țările noastre sînt bazate pe principiile deplinei egalități, respectării integrității teritoriale, a suveranității și independenței naționale și neamestecului reciproc în treburile interne, sînt bazate pe principiile marxism-leninismului și internaționalismului proletar. Adăpostite pe o suprafață de 4 500 m², exponatele și panourile s-au remarcat printr-o excepțională varietate și calitate. Alături de produsele artei meșteșugărești — sculpturi în fildeș, jad, scoică, piatră, materializînd frumusețea și migala unei arte milenare — s-au impus cu pregnanță marile înfăptuiri ale tehnicii și științei contemporane. Au fost prezentate un mare număr de mașini unelte de înaltă precizie. Alături de standul industriei constructoare de mașini se profila silueta unui ciclotron electrostatic, printre aparatele de mare precizie se putea distinge mașina de calculat electronică analogă, cu ajutorul căreia pot fi rezolvate ecuații diferențiale pînă la ordinul 6. Alături se află microscopul electronic care mărește de 200 000 de ori (fig. 1).

Numeroase machete înfățișau noul tip de motor diesel pentru nave de mare tonaj, locomotiva diesel electrică de 2 000 CP, precum și alte utilaje de mare capacitate.

Perfecționatele mașini de alezat, de șlefuit, autoturismul „Hunți", macheta hidrocentralei de la Sinangian, panourile și fotografiile înfățișînd presa hidraulică automată de forjat, cu o putere de 12 0000 tone sau macaraua tip pod-rulant cu sarcina la cîrlig de 350 tone — toate acestea și multe altele au stîrnit în rîndul vizitatorilor un viu și îndreptățit interes. Un spațiu amplu a fost rezervat produselor industriei bunurilor de larg consum — variate sortimente obținute în industria alimentară, numeroase stofe și mătăsuri, biciclete, mașini de cusut, aparate de radio cu tranzistoare portabile cu una sau două lungimi de undă, ceasuri — precum și sugestivelor panouri și exponate care vorbesc vizitatorilor despre importantele succese dobîndite de oamenii muncii din agricultură, pe vastul teritoriu al Chinei populare și în condițiie unor pronunțate deosebiri impuse de sol, climă și relief. Dintre exponatele prezentate pe platoul din jurul pavilionului s-au remarcat mașinile agricole și îndeosebi tractorul de 8 CP de o construcție orginală, ușor manevrabil cu destinații multiple.

Deschiderea la București a Expoziției Construcției Economice a R.P. Chineze a avut loc la scurtă vreme după ce la Pekin a fost prezentată Expoziția Economică Română — care a dat posibilitate oamenilor muncii chinezi să cunoască unele din înfăptuirile poporului nostru în construirea socialismului și care a fost primită cu viu interes și căldură prietenească de numerosul public ce a vizitat-o.

*Cele 4 700 de exponate — oglindind remarcabilele succese ale poporului chinez, în revoluția și construcția socialistă a țării au contribuit în mod nemijlocit la adîncirea cunoașterii reciproce dintre popoarele român și chinez, la cimentarea legăturilor frățești, multilaterale dintre ele.*

Ing. CL. CONSTANTINESCU

# EXPOZIȚIA DE INSTRUMENTE ELECTRONICE DE MĂSURAT A FIRMEI DANEZE „BRÜEL & KJAER"

De curînd a avut loc în București inaugurarea unei expoziții de instrumente electronice de măsurat organizată de firma „Brüel & Kjaer" din Danemarca în cadrul căreia au fost expuse : diferite aparate electronice pentru măsurări de zgomot și măsurări electroacustice, de asemenea au fost expuse aparate pentru măsurări acustice în domeniul construcțiilor, aparate pentru acustica industrială, aparate pentru măsurarea vibrațiilor mecanice, aparate pentru măsurarea alungirilor, diferite aparate pentru măsurarea asperității suprafețelor. Au mai fost prezentate : accelerometre, accesorii pentru înregistrare, accesorii pentru microfoane, analizoare de frecvență, analizoare industriale, aparate de etalonare, înregistratoare de nivel, extensometre, generatoare de joasă frecvență, generatoare de zgomot, voltmetre-heterodină, microfoane, rugozimetre, punți de măsură, voltmetre electronice etc. De mai mult de 20 de ani firma daneză „Brüel & Kjaer" s-a specializat în fabricarea instrumentelor de mare precizie pentru măsurări electrice, electroacustice și mecanice. Produsele firmei sînt expuse cu regularitate la cele mai importante expoziții și saloane internaționale cu caracter electrotehnic. Nu mai departe la tîrgul jubiliar de la Leipzig din primăvara aceasta, unul din produsele firmei a obținut medalia de aur. Este vorba de microfonul condensator tip 4135/36 (Ua 0035 + 2615).

Acest tip de microfon este cel mai des folosit în tehnica captării sunetului. Microfonul condensator reprezintă o construcție simetrică față de un plan median și este construit din 3 electrozi. Electrodul fix este așezat la mijloc și este construit dintr-un disc metalic, avînd perforații fine care permit trecerea aerului dintr-o parte în alta. De o parte și de alta a electrodului fix sîn așezați doi electrozi mobili. Fiecare electrod mobil este constituit dintr-o membrană de material plastic foarte subțire, peste care se găsește depus un strat foarte fin de aur înspre exterior. Cele două membrane sînt întinse pe un contur circular. Gama de frecvență este cuprinsă între 20 Hz și 100 kHz cu o dinamică cuprinsă între 15 dB și 180dB.

Dintre alte exponate prezentate în cadrul expoziției citățm următoarele :

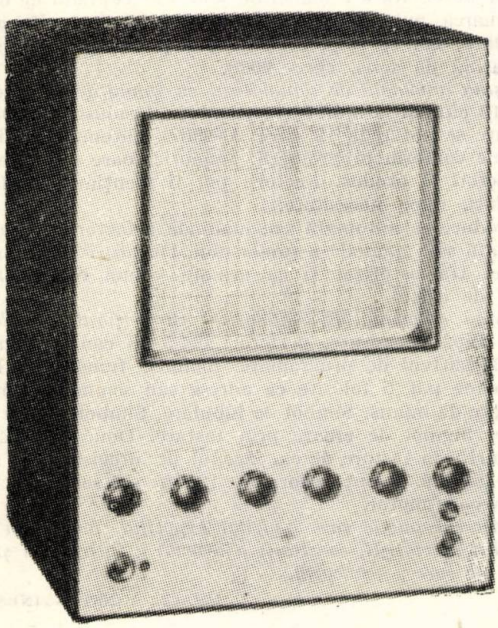


Fig 1.

*Înregistrator panoramic al răspunsului în joasă frecvență tip 4709* (fig. 1) pentru încercări și controlul în fabricație a amplificatoarelor, picupurilor, magnetofoanelor, filtrelor, difuzoarelor, liniilor de transmisiuni, și altor aparate electroacustice, în gama 20 Hz — 20 kHz. Acest instrument este echipat cu un tub catodic avînd diametrul de 36 cm cu mare remanență. Amplificatorul logaritmic pentru deflexia verticală are 3 game dinamice diferite : două scări logaritmice de 25 și 50 dB și una liniară. Deflexia orizontală este determinată de frecvența semnalului de intrare conform unei reguli logaritmice în două game diferite : 20—20 000 Hz și 200—5 000 Hz.

Utilizat cu un generator interferențial de tip 1022 baleiajul poate fi produs automat cu ajutorul unui motor de comandă ce se află dispus în interiorul aparatului. Vitezele de baleiaj variază de la 3 la 1/3 octavă/s obținute într-o porțiune determinată de gama orizontală.

*Analizorul de frecvență tip 2107* (fig. 2) constă dintr-un voltmetru electronic selectiv cu frecvența continuu variabilă

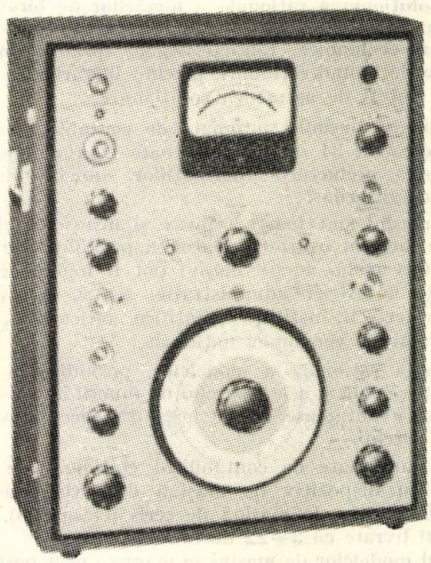


Fig. 2

în 6 game de la 20 Hz la 20 kHz, impedanța de intrare fiind de 2,2 MΩ. Răspuns liniar de la 2—45 000 Hz. Lărgimea de bandă reglabilă în 6 valori de la 6 % la 29 % din frecvența de acord. Analizorul de frecvență poate fi folosit direct ca distorsiometru. Înregistrarea directă a zgomotelor, vibrațiilor și a altor spectograme în audiofrecvență se face folosind și un înregistrator de nivel produs de aceeași firmă. El poate fi realizat și automat. Galvanometrul de măsură poate indica conform poziției unui comutator valoarea eficace adevărată, valoarea medie sau valoarea de vîrf, cu două amortizări diferite. Scara liniară este gradată în tensiuni, în dB raportat la 1 volt și în procente pentru măsurarea absorbției în legătură cu dispozitivul de unde staționare de tip 4002.

*Deschiderea acestei expoziții a fost oficiată de către domnul Julius Bomholt, președintele parlamentului danez, conducătorul unei delegații care a făcut o vizită în țara noastră. Oaspetele referindu-se la dezvoltarea industriei României Socialiste, a subliniat mărețele realizări obținute și care au depășit de mult granițele țării.*

*Referitor la legăturile cultural-științifice dintre cele două țări și la perspectivele lor de dezvoltare, domnul Julius Bomholt a subliniat necesitatea încheierii unui acord cultural între țările noastre, efectuarea unor schimburi de specialiști în diverse domenii în special pe tărîm științific. Printre specialiștii prezenți se afla chiar domnul Brüel, unul din cei doi proprietari ai acestei firme daneze.*

*Pe lîngă prospectele și materialul documentar care au însoțit exponatele, reprezentanții danezi au dat explicațiile necesare publicului vizitator și specialiștilor prin demonstrații practice de funcționare a aparatelor respective.*

Ing. CL. CONSTANTINESCU

# Expoziția de mașini automate de contabilizat „Optimatic"

În perioada 28 septembrie—7 octombrie a.c. în pavilionul central al Expoziției Economiei Naționale, Compartimentul M.T.Tc. nr. 1 — Piața Scînteii, a fost organizată o expoziție de mașini automate de contabilizat a întreprinderii *Optimatic* din Republica Democrată Germană.

Mașinile automate de contabilizat *Optimatic* oferă mijloace comode de prelucrarea datelor și a informațiilor, pentru raționalizarea și automatizarea lucrărilor de birou în toate domeniile și ramurile economice.

Creșterea volumului de informații și solicitările crescînde privind calitatea și operativitatea prelucrării informațiilor necesită soluționarea rațională a lucrărilor de birou. Aceste mașini nu sînt specializate numai pentru anumite domenii sau ramuri economice. Caracteristicile specifice locale sau cele legate de anumite ramuri, privind lucrările de evidență și calcule pot fi de asemenea soluționate.

Actualmente mașinile automate de contabilizat *Optimatic* sînt introduse în 34 de țări, pe toate continentele, pentru raționalizarea prelucrării informațiilor, spre deplina satisfacție a beneficiarilor.

Aceste mașini sînt foarte robuste și însușirea tehnicii de folosire se face cu ușurință. Datorită posibilităților de programare universală, aceste mașini pot fi folosite cu succes în comerț, industrie, administrație, bănci, aprovizionare, prestări de servicii, instituții științifice, agricultură, pe scurt în toate ramurile economiei naționale.

Construcția rațională a modelelor, posibilitățile de programare universală și cele peste 80 de funcții automate ajută la cele mai avantajoase soluții organizatorice în rezolvarea diverselor sarcini.

Mașinile automate de contabilizat *Optimatic* se livrează înzestrate cu dispozitiv de mașină de scris (clasa 9 000) sau fără dispozitiv de mașină de scris (clasa 900). Ambele clase pot fi livrate cu 3—22 de totalizatoare.

Numărul modelelor de mașini se mărește prin posibilitățile de racordare cu dispozitive speciale.

Există modele cu dispozitiv de dublă programare, cu perforator de bandă și cu dispozitiv electronic de înmulțire.

Alte numeroase dispozitive suplimentare permit adaptarea tuturor modelelor la dorințele speciale ale clienților.

Dăm mai jos cîteva din exponatele prezentate în cadrul expoziției care au fost unanim apreciate.

### Mașina automată de contabilizat OPTIMATIC cu înmulțitor electronic

Înmulțirea se execută în timpul înregistrării, fără nici o pierdere de timp. Timpul necesar calculelor se economisește în majoritatea cazurilor. Produsul poate fi folosit în continuare pentru calculele următoare. Factorii constanți pot fi reținuți în mașină. Calculele complicate pot fi executate rapid și prin comenzi automate. Calculele și evidența pot fi executate într-un singur ciclu de lucru, astfel că nu se mărește numai viteza de lucru.

### Mașina automată de contabilizat OPTIMATIC cu perforator de bandă cu folosire universală

Ea întrunește avantajele mașinilor automate de contabilizat *Optimatic*, cu tehnica benzilor perforate. Banda perforată obținută cu ocazia înregistrărilor poate fi folosită direct în dispozitive electronice de calcul sau la mașinile automate de perforat cartele.

Pentru evidența centralizată, se crează documentație proprie permanentă. Banda perforată dă posibilități multiple de prelucrarea datelor, în mod centralizat.

**Date tehnice**

*Mașina automată de contabilizat Optimatic.* Pînă la 22 totalizatoare, 13 totalizatoare sînt soldatoare și în regim negativ. Totalizatoarele pot fi comandate și manual cu ajutorul tastaturii, se poate prevede și alegerea obligatorie a

Fig. 1

totalizatorului. Stornarea automată a reportului greșit. Alegere automată a coloanei de sold. Car contabil de 62 cm. Imprimarea automată a datei, 999 simboluri cifrice, sau 9 cuvinte, sau 18 resp. 27 simboluri prescurtate. Dispozitiv de mașină de scris, clasa 9000.

*Mașina automată de contabilizat cu înmulțitor.* Factori de 10 × 10 cifre și la înmulțiri succesive. Produsul de 20 cifre, din care se pot reda 12 cifre. Așezarea automată a virgulei zecimale conform programării. Memorizatoare separate pentru factori și produs. Factorii pot fi menținuți ca factori constanți, după necesitate.

Introducerea automată sau manuală a factorilor. Redarea automată sau manuală a produsului. Dispozitiv de înmulțire complet tranzistorizat și ca urmare volum redus. Durata scurtă de calcul.

*Mașina automată de contabilizat cu perforator de bandă.* Codul după necesitate, perforări de 5—8 canale, comandă din dispozitivul de programare. Semnele funcționale legate de coloane pot fi folosite ca adrese sau semne de cuvinte. Perforare de minus. Simbol de tabulare. Simbol pentru retur de car. Simbol de eroare prin tastare. Două perforări de simboluri prin tastare de ex. început de înregistrare și sfîrșit de înregistrare. Se pot perfora cîte 12 cifre și 1 semn funcțional într-un ciclu-motor.

*Numerosul public care a vizitat expoziția, format în mare parte din specialiști, constituie o dovadă a interesului și succesului de care s-a bucurat.*

Ing. CL. CONSTANTINESCU

# Note tehnice externe

### Radioreleu de capacitate mică bazat integral pe elemente solide

Una din sucursalele firmei Bell construieşte radiorelee în banda de 7 GHz, cu 24 căi telefonice în modulaţie de frecvenţă şi cu o putere de ieşire de 50 mW folosind numai elemente solide (tranzistoare, diode, varactoare). Cu o antenă parabolică mică se asigură indicii calitativi CCIR pe distanţe de 50 km. Consumul este de numai 30 W dintr-o baterie de acumulator. Dimensiunile sînt extrem de reduse.

(Din „Electrical Communication" nr. 1, 1965).

### Amplificator acustic

În cadrul studiului proprietăţilor semiconductoarelor de volum s-a relizat un amplificator constînd dintr-un cristal piezoelectric de sulfură de cadmiu căruia i se aplică o tensiune capabilă să provoace un flux de electroni prin cristal cu o viteză egală cu aceea a sunetului. În aceste condiţii un sunet aplicat la o extremitate este amplificat străbătînd cristalul într-un mod analog cu amplificarea în tubul cu undă progresivă. La capătul opus sunetului excită un cristal de cuarţ. Se obţin cîştiguri de 70 dB. Interacţiunea se întinde pe o bandă foarte largă, limitată de proprietăţile transductoarelor de intrare şi ieşire. Se prevăd posibilităţi de ameliorare a performanţelor globale.

(Din „Electrical Communication", nr. 1, 1965).

### Televiziunea pe ecran mare

Obţinerea imaginilor televizate pe un ecran de cinematograf prin mijloace de mărire optică nu soluţionează satisfăcător cerinţele din cauza puterii optice disponibile mici. Dintre celelalte soluţii încercate cele bazate pe electroluminiscenţă nu au avut pînă acum succes. O nouă soluţie în curs de experimentare foloseşte un fascicul electronic care urmăreşte coordonatele unui punct curent de pe ecranul mare prin deflexie succesivă orizontală şi verticală. Se reia astfel ideia cinescoapelor extraplate, a căror răspîndire a fost împiedicată de motive economice. Un parcurs al electronilor atît de lung pune probleme de vid ridicat, iar construcţia unor paralelipipede de sticlă de mari dimensiuni pune probleme grele de rezistenţă, rezolvate prin distanţieri izolanţi între cele două feţe. Aceştia trebuie să corespundă ca număr şi dimensiuni cu structura de linii şi puncte a imaginii de televiziune, pentru a nu produce pete negre pe ecran. Desigur, tehnologia tuburilor mai are nevoie de perfecţionări.

(Din „Télévision", iunie, 1965)

### Varactoarele au un concurent

Firma RCA s-a decis să sisteze producţia sa de varactoare pentru microunde. Motivul este stadiul avansat al cercetărilor de laborator privind tranzistoarele pentru microunde, care vor putea fi lansate pe piaţă în curînd, la un preţ mai mic decît varactoarele. Firma RCA consideră că pe măsură ce tranzistoarele vor cuprinde acest domeniu de frecvenţe, varactoarele vor deveni inutile. Prin urmare ne putem aştepta pe curînd la radiorelee echipate exclusiv cu tranzistoare.

(Din „Electronics" nr. 6, martie, 1965)

### Un nou tip de laser

Pînă în prezent laserele cu cristal treceau din faza de acumulare în faza de declanşare pe baza unui impuls exterior. Iată un nou material, o sticlă cu neodym impurificată cu ioni de uranil. Neodymul are acţiunea de laser, dar rolul ionilor de uranil este să întîrzie această acţiune un timp suficient pentru ca un număr mare de ioni de neodym să pompeze energie prin trecerea la un nivel superior.

(Din „Electronics", nr. 6, martie, 1965).

### O nouă tehnică de execuţie a circuitelor integrate

Unificarea tipurilor constructive de circuite integrate ca piese detaşate este dusă atît de departe încît o firmă americană a lansat un micromodul cuprinzînd 40 diode şi elementele lor adiţionale sub forma unei piese unice în care sînt făcute toate conexiunile posibile. Pentru a face din acest complex circuitul dorit se ard, prin introducerea unui curent puternic în anumite puncte, legăturile ce nu trebuie să rămînă în montaj, aşa încît piesa păstrează numai conexiunile dorite. Zeci de montaje diverse pot fi deduse astfel din unul singur prin ardere de conexiuni superflue.

(Din „Electronics", nr. 6, martie, 1965)

### Laser modulat în fază

În interiorul unui tub cu heliu şi neon, lucrînd ca un laser cu gaz, se introduce, în drumul razelor de lumină, un cristal de fosfat diacid de potasiu, cu axa electrică paralelă cu direcţia de polarizare a laserului. Aplicînd un cîmp electric exterior acestui cristal, indicele lui de refracţie se modifică, provocînd o variaţie a timpului de parcurs pentru unda de lumină. Ca rezultat, unda originală produsă de laser este modulată în fază de o subpurtătoare. În cazul experienţei realizate, cîmpul electric aplicat consta într-o undă de 104 MHz, modulată la rîndul ei în frecvenţă cu semnale de telecomunicaţii. Raza rezultantă purta o modulaţie de fază lipsită de zgomot.

Un demodulator corespunzător este de asemenea în curs de studii.

(Din „Electronics", nr. 6, martie, 1965)

### Un memorator de numere de telefon magnetic

Dispozitivul „Magicall", adaptabil la orice aparat telefonic, formează automat numerele pe care le are înscrise pe o memorie magnetică. Pe o rolă de hîrtie care se desfăşoară paralel cu banda magnetică, posesorul îşi notează numele persoanelor şi totodată, formînd numărul de telefon al fiecăreia pe măsura desfăşurării hîrtiei, le înregistrează pe bandă. Pentru a forma un număr de telefon, posesorul derulează banda pînă ce în dreptul unei fante apare numele persoanei dorite, apasă pe un buton şi numărul este format automat.

„Magicall" poate memoriza 400 sau 1 000 numere. Ştergerea şi înlocuirea unui număr se face ca la orice magnetofon, o imprimare nouă anulînd pe cea veche.

(Din „Electronics", nr. 6, martie, 1965)

### Un accident de muncă datorit unui aparat de măsură

În timpul unor măsurători curente cu osciloscopul EO 1/77 U, după scoaterea acestuia din priză, un tehnicain a atins simultan cu mîna ambele picioruşe ale steckerului de reţea; a primit un şoc puternic, iar pe mînă a căpătat arsuri. Aparatul fusese scos din priză direct, în loc să se întrerupă mai întîi alimentarea cu întrerupătorul de pe aparat. Cauza accidentului, ale cărei urmări n-au fost grave datorită distanţei mici pe piele, între punctele de impact, este descărcarea condensatoarelor din aparat; repetîndu-se încercarea pe un voltmetru electronic cu rezistenţa de intrare 12 MΩ, s-a măsurat iniţial 440 V, după un minut 235 V, după 4 minute 38 V. Rezultă curenţi de ordiul 100 mA în primele 15 msec şi mai mari de 30 mA pînă la 40 msec de la atingerea steckerului. Astfel de curenţi pot provoca starea de inconştienţă.

Prin urmare se poate reţine că scoaterea din priză a oricărui echipament care cuprinde condensatoare trebuie precedată de acţionarea întrerupătorului, iar schema aparatului să cuprindă acest întrerupător chiar la intrare.

(După „Radio und Fernsehen", nr. 22, 1964)

### Semiconductor ceramic

Dezvoltarea fizicii solidului în ultimii ani a revoluţionat nu numai tehnica bazată pe cristalele semiconductoare, dar şi domeniile colaterale, ca acel al ceramicii feroelectrice, bazate pe titanaţi. Se ştie că ceramica cu titanat de bariu atinge o

permitivitate relativă de ordinul $10^4$, care a dat posibilitatea realizării condensatoarelor miniatură pentru tensiuni ridicate. Prin dotarea cu antimoniu, în proporție de 0,1 Mol %, titanatul de bariu devine din izolator semiconductor, căpătînd o conductivitate de ordinul $10^{10}$ ori mai bună decît înainte de dotare, variabilă cu temperatura în limite largi în jurul punctului Curie. Acest punct poate fi ales ori unde între −50°C și +250°C adăugînd la antimoniu plumb sau stronțiu în diferite proporții. Rezistența depinde și de tensiunea aplicată, corpul comportîndu-se ca varistor. Noul semiconductor se va putea folosi ca termometru foarte sensibil, ca detector de radiații, analizor de gaze și lichide etc. Dimensiunile lui sînt de ordinul 0,3 mm latură.

(Din „Frequenz", februarie, 1965)

**Recunoașterea automată a cifrelor rostite**

A fost formulată o nouă teorie asupra „înțelegerii" vorbei de către mașinile electronice, pornindu-se nu de la descompunerea spectrală a semnalului ci de la prezența sau absența anumitor particularități, puține la număr. Astfel, se disting mai întîi spectrul de joasă frecvență (ton) și cel de frecvențe înalte (asperitate) : sunetele s, f, t, h sînt compuse numai din asperități v,o,n,u numai din tonuri, a,c,i,l,r din tonuri și asperități suprapuse. Această observație este suficientă pentru a permite distingerea celor 10 cuvinte care denumesc cifrele după succesiunea a trei sunete principale ale lor. Încercările făcute, în limba germană, cu o mașină construită pe acest principiu, au dat o recunoaștere medie de 87—88 %, ameliorabilă prin reglajul volumului. Femeile pronunță ceva mai inteligibil pentru mașină decît bărbații. Cuvîntul „sechs" a fost recunoscut totdeauna, cuvintele „null" și „fünf" au fost greșite în 22 % din cazuri. Precizia este încă insuficientă, dar perfecționarea mașinilor o poate crește considerabil.

(Din „NTZ", februarie, 1965)

**Stereofonia aeronautică**

Pasagerii care călătoresc cu avionul de tip Jett 707 „Star Stream" a companiei aeriene „Trans World Airlines" (TWA) se pot distra foarte bine în timpul zborului ascultînd la alegere înregistrări de înaltă fidelitate mono și stereofonic.

Fiecare pasager dispune de o cască, de o claviatură selectoare și de un buton de reglare a nivelului sonor. Casca se poate conecta la unul din cele 9 canale de difuzare din interiorul avionului.

Din cele 9 canale, două sînt pentru muzică clasică sau de varietăți, stereofonică, unul difuzează partea sonoră a filmului proiectat la bordul avionului, unul este rezervat muzicii de jazz, altul transmite piese de teatru, altul piese de teatru pentru copii, pe un alt canal sînt date sfaturi pentru turiști, iar pe ultimele canale sînt transmise noutățile de pe Broadway și muzică de diferite genuri.

Sistemul cuprinde un post central cu 12 amplificatoare de 30 W tranzistorizate.

Diversele programe care sînt transmise sînt în prealabil înregistrate pe bandă de magnetofon și redate în timpul zborului în funcție de ora de difuzare.

Calitățile acustice egalează cele mai bune transmisii de înaltă fidelitate de pe sol.

(Din „Revue du Son", nr. 142, februarie, 1965)

## REFERATE

ALEKSEEV A. I. **Studiul influenței simultane a instabilității sincronizării și a zgomotelor gaussiene asupra siguranței de transmitere a unei informații discrete,** Elektrosveaz, (1964) nr. 11, noiembrie, pag. 54—62, 6 fig., 2 ref. bibl.

În cazul existenței în canalul de transmisiune a unor zgomote cu distribuție gaussiană, există un tip optim de receptor pentru informații discrete. Se analizează funcția de corelație între amestecul semnal-zgomot și fiecare din semnalele posibile, pe care trebuie s-o realizeze un astfel de receptor. Pentru un astfel de sistem se analizează influența simultană a zgomotului și a instabilității sincronizării între emisie și recepție, asupra siguranței de transmisiune, determinîndu-se probabilitatea de recepție eronată a unor informații discrete. Se determină pe cale grafo-analitică stabilitatea necesară a sincronizării și nivelul admisibil de zgomot, corespunzătoare unei siguranțe de funcționare date.

* * * **Realizarea transmisiunilor cu ajutorul luminii,** Brit. Commun, and. Electron., 11 (1964) nr. 12, decembrie, pag. 873.

Perfecționarea laserelor va putea deschide în viitor un nou cîmp de activitate — utilizarea fasciculelor de lumină ca purtătoare a unor informații, în transmisiuni. În prezent problema încă în studiu, prezintă două dificultăți esențiale. Este vorba despre posibilitățile de modulare a unui fascicul luminos — problema în domeniul căreia au fost deja obținute anumite rezultate pozitive — și problema transmiterii propriu-zise, la mare distanță. În acest sens, sînt trecute în revistă teoriile legate de utilizarea ghidurilor de undă metalice sau dielectrice, a sistemelor de lentile a elementelor cu acțiune de laser, utilizate în interiorul ghidurilor cu funcția de amplificatoare, precum și problema pierderilor de transmisiune, legate de sistemul de curburi ale ghidurilor. Se tratează cîteva perspective de dezvoltare în viitor.

BRIDGES, J. E. și ZALEWSKI. **Utilizarea unei detecții ortogonale la reducerea interferențelor din cadrul aceluiași canal de transmisiuni,** Proc. I.E.E.E., 52 (1964) nr. 9, septembrie, pag. 1021-1028, 8 fig., 3 tabl., 11 ref. bibl.

Recepția în sistemele de transmisiuni poate fi perturbată de fenomene de interferență între canale adiacente sau fenomene de interferență în cadrul aceluiași canal datorate unor purtătoare foarte apropiate. Interferența dintre canalele adiacente poate fi destul de ușor redusă sau suprimată, acționînd asupra selectivității radioreceptoarelor. Interferența în cadrul aceluiași canal ridică probleme dificile, și, în acest sens, se propune un sistem de extragere a purtătoarei nedorite. Este vorba despre un sistem de transmisiuni cu modulație în amplitudine și cu două benzi laterale în care suprimarea purtătoarei nedorite se realizează printr-un sistem de detecție ortogonală ; acesta presupune extragerea celor două purtătoare cu ajutorul unor filtre și a unor oscilatoare sincronizate pe purtătoarea dorită și cea nedorită, separarea lor prin amplificarea undei compuse cu componente în cuadratură și înlăturarea bătăilor dintre cele două purtătoare. Se analizează schema practică de lucru, precum și limitările sistemului, legate de zgomotul termic, de realizarea practică a circuitului etc.

FAIRELY, D. O. **Un singur circuit : modulație de fază, multiplicare de frecvență,** Electronics, 37 (1964), nr. 28, noiembrie, pag. 71—74, 7 fig.

Cele mai multe sisteme cu microunde necesită un circuit separat pentru modularea fazei și multiplicarea frecvenței. În prezent, o nouă tehnologie simplificată combină ambele funcțiuni într-un singur circuit, simplificînd schema, mărindu-i flexibilitatea și îmbunătățindu-i randamentul.

O mare îmbunătățire constă în liniaritatea ei. Prin combinarea într-un singur circuit a modulării fazei și a multiplicării frecvenței se produce o deviere a frecvenței pentru o aceeași liniaritate mai mare decît în cazul modulatorului de fază convențional, însă cu mai puține componente.

Miezul sistemului îl constituie un multiplicator de frecvență varactor, acesta fiind modulat în fază prin variații ale tensiunii sale de negativare.

Un varactor este o diodă semiconductoare, la care capacitatea joncțiunii $p-n$ variază în mod liniar între zero și

străpungere în funcţie de valoarea tensiunii de polarizare inverse.

Datorită simplificării circuitului, fiecare varactor din lanţul multiplicator devine un modulator de potenţial. Aceasta înseamnă că multiplicatoarele separate pot fi modulate de semnale individuale, pentru a produce o singură ieşire multiplexată. Noul circuit, denumit modulator-multiplicator-parametric (*m.m.p.*) efectuează această operaţie aproape fără nici o creştere a preţului de cost a circuitului şi fără complicarea acestuia.

Modularea fazei (*m.f*) este o formă de modulare a frecvenţei (*m.fr*) dar este mult mai uşor de realizat decît reala (*m.fm*). Un modulator de fază obişnuit primeşte purtătorul său de frecvenţă de la un oscilator cu cristal stabil. Faza este apoi variată prin variaţia anumitor elemente ale unui circuit acordat în mod corespunzător cu un semnal de modulaţie. În contrast, frecvenţa de modulaţie se produce în oscilatorul principal. Deoarece frecvenţa oscilatorului se modifică în mod constant, ea este nestabilă şi necesită circuite mai multe, pentru a menţine frecvenţa medie la ieşire în jurul purtătorului.

Forma (*m.fr*) propriu-zisă poate fi generată din (*mf*) pe două căi. Prima constă în introducerea semnalului de modulaţie înainte ca aceasta să fie introdusă în modulator. Cea de a doua cale constă în atenuarea la ieşirea din modulatorul de fază cu 6 dB pe octavă din scara audio.

Totuşi, adevărata modulare (*m.fr*) este rareori dorită; în general se foloseşte (*mf*) cu o preîntărire, pentru a reduce zgomotul sistemului.

Deoarece majoritatea energiei de audiofrecvenţă este de joasă frecvenţă, frecvenţele medii şi cele înalte sînt supuse la un zgomot mai mare la transmitere. Preamplificarea, întăreşte componentele de frecvenţă înaltă şi medie care au o energie mai redusă; acestea sînt atenuate pentru a avea la recepţie o curbă de răspuns aplatisată.

Comisia Federală pentru Comunicaţii impune amplificări prealabile mai accentuate de 6 dB pe octavă pentru radiodifuziunea (*mfr*) comercială, însă semnalul (*mf*) necesită o corectare mai simplă a reţelei decît semnalul real (*m.fr*).

Maximul admis de deviere a fazei într-un modulator de fază, este limitat de maximul de distorsiune pe care îl poate tolera cea de a treia armonică. Pentru a produce devierea de fază în valoarea şi liniaritatea necesară într-un sistem de comunicaţii, modulaţia este dată de o subarmonică a frecvenţei dorite a purtătorului. Multiplicatoarele de frecvenţă convertesc acesta la ieşire, la frecvenţa purtătorului şi totodată măresc deviaţia de fază cu acelaşi factor.

*m.m.p.* simplifică modulaţia de fază prin combinarea funcţiunilor circuitului modulatorului şi ale multiplicatorului. În plus *m.m.p.* creează de fapt mai puţine distorsiuni, — pentru acelaşi grad de deviere de fază — decît o face *mf*.

Într-un sistem uzual, un modulator de fază (în — linie) este urmat de un lanţ multiplicator de frecvenţă. Considerînd că primul multiplicator care urmează după modulatorul de fază ar fi un dublor, devierea de fază la ieşirea din acest dublor va fi de 2 $\varnothing_1$, în care $\varnothing_1$ este unghiul deviaţiei de fază din modulator.

În cazul folosirii *m.m.p.* ambele-adică modulaţia de fază şi multiplicarea frecvenţei — au un loc în dublor. Modulaţia iniţială de fază $\varnothing_1$ este produsă în circuitul principal de frecvenţă; aceasta este apoi imprimată pe capacitatea neliniară a varactorului. Această capacitanţă neliniară produce multiplicarea frecvenţei purtătorului modulat, datorită componentelor frecvenţei armonice a sarcinilor înmagazinate în joncţiune. Cea de-a doua armonică, generată în dispozitiv, este apoi filtrată, producînd în ambele cazuri dublarea frecvenţei şi devierea de fază. O deviere suplimentară are loc în a doua armonică a curentului de ieşire, astfel că în acest caz, devierea totală a fazei este $2\varnothing_1 + \varnothing_2$.

Există două tipuri de distorsiuni care trebuie luate în consideraţie la modulatorul-multiplicator-parametric.

Prima reprezintă distorsiunea celei de-a treia armonice, care este inerentă în procedeul modulaţiei de fază. Cea de-a doua reprezintă distorsiunea primară a celei de-a doua armonice care are loc în procedeul *m.m.p.* din cauza neliniarităţii capacitive. Avantajul procedeului *m.m.p.* asupra deviaţiei fazei normale, constă în creşterea substanţială a deviaţiei, fără o creştere corespunzătoare mare a distorsiunii.

Circuitul *m.m.p.* exemplificat este un circuit obişnuit, realizat cu elemente componente concentrate, cu toate că tehnologia *m.m.p.* a fost demonstrată în condiţii optime tot atît de bine prin utilizarea multiplicatoarelor varactor coaxiale şi ghid de undă. Circuitul este un dublor multirezonant în care circuitul de intrare este rezonant prin Co la 2 $f_{in}$. Circuitele dop, de intrare şi ieşire acordate respectiv pentru (la) 2 $f_{in}$ şi $f_{in}$, asigură izolarea între sursă şi sarcină. Deoarece inductanţele în serie ($L_0$) vor atenua armonicele mai înalte şi circuitele dop izolează intrarea şi ieşirea, se ating condiţii de filtrare optime.

Un *m.m.p.* a fost folosit la un model de încercare a unui emiţător cu diviziune multiplex a frecvenţei, care foloseşte 60 canale vocale.

Circuitul modulator este un dublor cu ieşirea de 48 MHz la un cristal controlat la intrare de 24 MHz. Acesta este urmat de multiplicatoare varactor care au factorul de multiplicare de 48. Transmiţătorul are o deviaţie pentru un canal de +100 kHz. Intervalul de modulaţie a benzii de bază (principale) este de 60 pînă la 308 kHz.

Cînd sistemul a fost încărcat cu zgomot în această lăţime de bandă, s-a constatat prin măsurare un raport semnal — zgomot minim pe canal de 69 dB (intermodulaţie plus zgomot termic).

Modulatorul-multiplicator-parametric mai are şi alte aplicaţii, pe lîngă cea de modulaţie de fază; el poate fi folosit într-un simplu schimbător ridicător.

PADERNO, I. P. **Siguranţa de funcţionare a două sisteme cu rezervă şi restabilire în cazul unui singur punct de deservire,** Izv. AN SSSR. Tehn. kibernetika (1964) nr. 5, septembrie-octombrie, pag., 122—129, 4 fig., 3 ref. bibl.

În baza metodelor teoriei deservirii în masă se prezintă rezolvarea unei probleme privind determinarea parametrilor principali ai siguranţei de funcţionare (funcţionarea pînă la primul defect şi probabilitatea de funcţionare ireproşabilă) a sistemelor cu rezervă şi cu restabilire, care conţin echipament tipizat, pentru cazul restabilirii echipamentului defect în cîteva puncte de deservire diferite. Se analizează grupele constituite din două sisteme alcătuite la rîndul lor din două subsisteme de acelaşi tip (unul principal şi unul de rezervă). Se prezintă principalele ecuaţii pentru determinarea probabilităţii diferitelor stări ale grupei şi se dă o metodă simplă pentru găsirea duratelor de funcţionare pînă la primul defect atît a diferitelor sisteme în parte cît şi pentru grupul de sisteme, în ansamblu. În baza unei analize teoretice şi a unui exemplu se prezintă formule de aproximare pentru determinarea parametrilor siguranţei de funcţionare în cazul unor valori mici ale sarcinii în punctul de deservire.

KRONJÄGER, O. **Cîteva observaţii în problema redundanţei elementelor unui montaj,** Radio und Fernsehen, 13 (1964) nr. 22, noiembrie, pag. 693—695, 6 fig., 6 ref. bibl.

Se atrage atenţia asupra problemelor care intervin la proiectarea montajelor cu siguranţă de funcţionare mărită, şi anume faptul că la defectarea unuia din elemente, elementele celelalte nu trebuie să fie supraîncărcate şi faptul că la proiectare trebuie să se ţină seama de impedanţa internă a alimentatorului.

Se recomandă ca rezistenţele cu toleranţe strînse fără redundanţă să fie supradimensionate. Pentru realizarea redundanţei, rezistenţele se conectează în paralel, iar condensatoarele şi diodele (în cazul unei posibilităţi de defectare prin scurtcircuit) se conectează în serie.

KARAMIŞEVA, A. F. şi KRUTEAKOVA, M. G. **Generatoare peliculare de tensiuni electromotoare Hall, din arseniură de indiu,** Elektrotecknika, 35 (1964) nr. 11, noiembrie, pag. 44—46, 6 fig., 2 tabl., 2 ref. bibl.

Se descrie o metodă de obţinere a unui strat subţire de arseniură de indiu care permite realizarea unor generatoare de tensiune electromotoare Hall cu proprietăţile necesare prescrise. Generatoarele peliculare realizate au o stabilitate

termică înaltă a semnalului de ieşire şi a rezistenţei, oferă o liniaritate bună a semnalelor de ieşire, randament înalt etc. Se prezintă principalii parametri şi caracteristicile acestor generatoare. La baza procesului de confecţionare a peliculelor se găseşte metoda celor trei temperaturi în care suprafaţa de condensare (suportul) se supune simultan acţiunii a două fluxuri de abur cu componente diferite. Drept suport pentru peliculă se utilizează plăcuţe de mică, precum şi noile materiale — sitalul şi fotositalul. Acestea din urmă au fost folosite în cazurile în care suportul în procesul de pulverizare s-a încălzit la temperaturi de peste 500 °C. Studiile au arătat că generatoarele peliculare Hall obţinute experimental au o sensibilitate de 5...6 ori mai mare decît a generatoarelor Hall pe bază de plăcuţe cristaline din arseniură de indiu şi de aproape două ori mai mare decît cea a generatoarelor pe bază de germaniu sau siliciu monocristalin. Ele pot fi folosite cu succes în tehnica măsurărilor.

ASCHMONEIT, K. **Noul principiu de comandă al tubului numărător cu descărcare ECT 100,** Schweiz. Masch-Markt, 64 (1964), nr. 47, noiembrie, pag. 89—101, 11 fig., 4 ref. bibl.

Tuburile electronice cu descărcare lentă folosite în scheme de numărare se execută în mod obişnuit în două variante de execuţie: cu catozi principali simetrici (cîte unul pentru fiecare cifră de numărare) şi cu cîte doi catozi auxiliari între catozii principali, ceea ce permite o numărare în ambele sensuri; cu catozi principali simetrici şi cu un singur catod auxiliar între cei principali, nefiind însă posibilă decît o numărare într-un singur sens. Se prezintă un nou tip de tub cu descărcare lentă, perfecţionat, pentru scheme de numărare, prevăzut cu catozi principali simetrici, cu numai 10 catozi auxiliari şi putînd totuşi număra în ambele sensuri. Noul tub foloseşte un principiu perfecţionat de comandă a catozilor; sînt formate 4 grupe de catozi (catozi principali pari şi impari şi catozi auxiliari pari şi impari), toate patru fiind comandate simultan prin potenţiale diferite. În acest fel amplitudinile de comandă pot fi menţinute la valori mici şi pot fi folosite tranzistoare ca organe de comandă. Noul principiu este explicat în baza unor scheme de principiu şi a unor scheme de ansamblu; sînt date apoi unele amănunte constructive pentru noile tuburi şi comunicate datele caracteristice.

HASKO, FERENC ş.a. **Analiza comparativă a diverselor metode de lipire prin imersie folosite în tehnica circuitelor imprimate,** Hiradàstechnika 15 (1964) nr. 10, octombrie, pag. 309—312, 3 fig., 2 tabl.

Se prezintă diverse procedee de lipire a pieselor în circuitele imprimate prin folosirea imersiei în baie de cositor. Se descrie metoda cu mască de fier, cu oglindă de cositor, cu canal sub formă de U în baie (sistem Flow-Solder) şi cu mască peliculară termorezistentă. Se indică rezultatele experimentale obţinute în laborator în cadrul probelor comparative ale metodelor descrise, precum şi concluziile unor experienţe de exploatare, apoi se analizează, comparativ: consumul de cositor, numărul de lipituri imperfecte şi solicitarea termică a plăcilor imprimate.

FOULDS, K. W. H. şi MANSELL, PH. D. **Propagarea undelor electromagnetice prin ghiduri de undă elicoidale,** Proc. I.E.E., 111 (1964) nr. 11, noiembrie, pag. 1789—1798, 15 fig., 1 tabl., 13 ref. bibl.

Propagarea undelor electromagnetice prin ghiduri de undă elicoidale, este caracterizată prin fenomenul de rotaţie a polarizării. Studiul condiţiilor de propagare prin astfel de ghiduri, este efectuat pornind de la asimilarea lor cu structuri periodice, iar prezenţa şanţurilor specifice a determinat alegerea unui sistem de coordonate cilindrice. Ecuaţiile obţinute pentru diferitele moduri de propagare, demonstrează că amplitudinile relative depind de metoda de excitare a ghidului şi că fiecare mod se propagă prin structura respectivă independent de celelalte. Studiul propagării undelor prin astfel de ghiduri, pune în evidenţă prezenţa unei frecvenţe de tăiere, influenţa frecvenţei de lucru asupra conţinutului de armonice, posibilitatea apariţiei unor fenomene caracteristice atît undelor progresive, cît şi celor reflectate etc. Cercetările experimentale, prezentate în amănunt, au făcut posibil studiul dependenţei rotaţiei polarizării, de frecvenţa de lucru, precum şi de lungimea porţiunii elicoidale.

WAGNER, A. **Instalaţie de curenţi purtători pentru 300 căi,** Bull. ASE, 55 (1964) nr. 23, 14 noiembrie, pag. 1172—1178, 10 fig. 3 ref. bibl.

La căile ferate din R. F. Germană a fost pusă în funcţiune încă din anul 1963, o instalaţie de telefonie cu curenţi purtători tip V 300, echipată în prezent cu 300 căi. Datorită folosirii cablurilor coaxiale cu diametru mic, instalaţia va putea funcţiona şi în domeniul de frecvenţe pînă la 4 MHz, care corespunde la 960 căi, prevăzute în viitor. Instalaţia funcţionează cu un nou tip de regulatoare complet electronice, de o construcţie nouă. Se reglează, în funcţie de frecvenţă pilot, numai fiecare al cincilea amplificator montat la suprafaţă, în timp ce restul de amplificatoare, montate în staţiile subterane, sînt comandate de curentul de telealimentare, care depinde de temperatura cablurilor. Coeficientul de amplificare este determinat de un sezisor de temperatură.

* * **Automatizarea contabilizării conturilor curente poştale,** Poste e Telecommunicazioni, 32 (1964) nr. 9—10, pag. 81—83.

O conferinţă internaţională a funcţionarilor poştali, deosebit de calificaţi în domeniul organizării automatizării, a avut loc la Roma între 5 şi 9 octombrie 1964.

Este vorba de una dintre comisiile periodice ale grupului de lucru CEPT-gT5 însărcinat cu studiul problemei automatizării în special în sectorul conturilor curente poştale.

Grupul este actualmente constituit din delegaţii a 10 administraţii poştale dintre care cea italiană, a fost admisă numai în acest an.

Subiectele tratate de grup capătă o importanţă considerabilă întrucît constituie o bază de informaţii, de experienţe şi de studii de cea mai mare utilitate pentru rezolvarea problemelor tehnice, organizatorice şi sociale pe care fiecare administraţie le întîmpină cînd intenţionează să adopte pe o scară mai mult sau mai puţin mare sisteme automatizate de lucru şi sisteme electronice, înlocuindu-le pe cele obişnuite.

Unele din aceste teme au fost deja studiate de grup în cadrul comisiei precedente şi au format obiectul unor referate complete; altele mai sînt încă în curs de rezolvare şi constituie material de discuţii pentru comisia ce se va întruni la Roma.

Tendinţa în general manifestată de majoritatea absolută a administraţiilor este aceea de a utiliza direct documentele ca bază a informaţiei care urmează să fie prelucrată electronic.

Cu alte cuvinte, se tinde să se obţină datele caracteristice ale unui document oarecare (cec, mandat poştal, buletin de depunere) să conţină inscripţii sau codificări pe aceste documente într-un mod care să admită citirea optică sau magnetică, fie în scopul prelucrării electronice a datelor citite, fie pentru selecţionarea şi ordonarea efectivă a documentelor conform operaţiilor necesare.

Concomitent se intenţionează să se obţină ca o fază intermediară a operaţiilor primare (depuneri sau încasări) sau a operaţiunilor secundare (controlul succesiv al operaţiilor de ghişeu), înregistrarea automată a datelor pe un suport oarecare (de cele mai multe ori pe o bandă perforată) în scopul prelucrării succesive sau simultane în centre electronice spre care aceste date vor fi transmise prin expedierea benzii perforate sau transmise la distanţă.

Dacă toate administraţiile sînt de comun acord în a recunoaşte că automatizarea este indispensabilă totuşi din diverse motive dependente de situaţii particulare specifice, ele susţin însă o diversitate de păreri în ce priveşte sistemul de codificare şi de introducere a datelor; în principiu Olanda considera preferabilă întrebuinţarea predominantă a cartelelor perforate, în special datorită faptului că acest mijloc este deja larg folosit în serviciul conturilor curente, de întreprinderi mari sub forma care va permite o colaborare productivă şi o unificare a sistemelor utilizate de administraţia poştelor şi întreprinderii; alte administraţii sînt orien-

tate spre codificarea cu caractere „magnetice" adică mai precis cu caractere imprimate cu cerneluri magnetizabile (Belgia, Danemarca, Elveţia) sau spre utilizarea caracterelor adaptate la citiri optice (Suedia); iar altele (Franţa, R.F. Germană) sînt pe calea de alegere între citirea magnetică şi cea optică.

Cu toate că majoritatea administraţiilor înclină pentru codificarea documentelor la origine sau într-o fază intermediară de lucru, este recunoscută totuşi necesitatea de a studia problema centrelor de perforare, reţinînd atunci cînd va fi rezolvată problema maşinii de ghişeu şi se va ajunge la rezultate complet satisfăcătoare în ce priveşte sistemele de citire magnetică sau optică, va fi totuşi indispensabil să se dispună într-o măsură mai mare sau mai mică de unul sau mai multe centre de perforare şi de codificare.

Asupra problemei centrelor de perforare, delegaţia franceză a prezentat un referat pe baza experienţei proprii şi a informaţiilor furnizate de alte nouă delegaţii. Referatul provizoriu a fost examinat şi discutat la Roma şi va forma obiectul unei publicaţii oficiale, care va fi expediată într-un termen scurt.

Referatul examinează problema sub aspectul tehnic, organizatoric al personalului şi permite orientarea practică în privinţa echipării unui centru (locurile de muncă, acustica, iluminatul, ventilaţia) şi în privinţa personalului de exploatare (recrutarea, orele de muncă, randamentul, aspectul economic).

Problema maşinilor de ghişeu este de mult în studiu. Un prim studiu a constat dintr-o trecere în revistă a maşinilor existente în uz.

Aproape toate administraţiile în oficiile de trafic mare folosesc pentru acceptarea depunerilor în cont curent, maşini de ştampilat şi numerotat, uneori însoţite de maşini contabile. Este calea urmată şi de administraţia italiană care, după cum s-a menţionat, deja de cîţiva ani foloseşte maşini de ştampilat-numărat şi care în termen scurt, imediat ce se vor compara ofertele operaţie în curs de perfectare, se vor dota oficiile principale cu maşini de ştampilat-numărat însoţite de maşini contabile, ceea ce va permite alegerea automată a depunerilor directe şi a celor prin virament.

În ceea ce priveşte conturile curente s-a propus un studiu aprofundat pentru examinarea posibilităţii şi oportunităţii centralizării conturilor de către un singur oficiu dotat cu un complex electronic cu cea mai mare capacitate de memorie, legat direct cu oficiile periferice mai importante şi cu centrale periferice de colectare şi de transmitere la distanţă a datelor.

Printre altele s-a informat grupul că administraţia italiană a iniţiat experimentări pentru codificarea efectelor poştale după un nou sistem, cu caractere CMC 7, cu o uşoară magnetizare. Experimentarea cu o durată de cîteva zile, cu maşini puse la dispoziţie de diverse întreprinderi producătoare, are scopul de a stabili dacă în prezent există condiţii pentru a putea folosi cu toată siguranţa şi cu un procentaj admisibil de erori, documentele marcate cu caractere magnetice CMC 7 ca un mijloc pentru selecţionarea efectivă a acestor documente şi pentru introducerea datelor într-o maşină de prelucrare.

Dacă experimentarea menţionată va da rezultatul sperat se va putea trece la faza a doua adică la utilizarea caracterelor CMC 7 pentru vizarea efectelor în oficiile de conturi curente şi la utilizarea acestor documente în locul cartelelor perforate pentru a efectua decontările de competenţa administraţiei centrale, obţinîndu-se în acest fel o reducere considerabilă a timpului de lucru cu avantaje pentru beneficiar şi pentru administraţie.

MACWHIRTER, JAN. **Principiul strălucirii constante în televiziunea în culori,** Wireless Wld, 70 (1964), nr. 11 noiembrie pag. 544—548, 6 fig., 9 ref. bibl.

În realizarea televiziunii în culori există cîteva condiţii esenţiale care trebuie respectate. Este vorba de faptul că semnalul de televiziune în culori trebuie să furnizeze o imagine de bună calitate la un receptor obişnuit pentru semnale alb-negru; de asemenea el nu trebuie să ocupe o bandă mai largă de frecvenţe decît semnalul în transmisiunile alb-negru, în cazul unor transmisiuni tricromatice. În legătură cu aceste condiţii se analizează componenţa corespunzătoare strălucirii imaginilor, precum şi cele corespunzătoare culorii din codul semnalului de televiziune şi necesitatea de a transmite informaţiile corespunzătoare culorii, în aceeaşi bandă cu cele de strălucire. Ca rezultat al acestei folosiri în comun a benzii de frecvenţe, apare discul unor interferenţe dăunătoare calităţii imaginii recepţionate. Analizîndu-se posibilităţile de acomodare şi de răspuns ale văzului, precum şi sensibilitatea la sesizarea acestor interferenţe în imagine, se ajunge la concluzia necesităţii transmiterii unei strălucîri constante, evitîndu-se astfel variaţiile de strălucire care pun mai mult în evidenţă calitatea mai slabă a imaginii, în special în prezenţa zgomotului. Se descriu amănunţit posibilităţile de realizare practică a strălucirii constante.

WENDT, H. **Observaţii asupra recepţiei imaginilor de televiziune în culori în zona unui mare oraş,** Radio Mentor, 30 (1964), nr. 12, decembrie, pag. 984—985, 1 fig., 1 tabl.

Cercetările au fost efectuate în diverse condiţii de recepţie şi anume: a) într-un oraş situat într-o regiune de cîmpie, avînd emiţătorul situat departe (Frankfurt); b) într-un oraş situat într-o regiune de cîmpie, avînd emiţătorul situat în centrul acestuia (Hanovra); c) într-un oraş situat într-o regiune deluroasă, avînd emiţătorul situat în centrul acestuia (Stuttgart).

Pentru condiţii foarte proaste de recepţie a semnalelor de televiziune în culori nu s-au putut constata deosebiri esenţiale între sistemele NTSC şi PAL. În condiţii bune de recepţie, rezultatele obţinute prin folosirea sistemului PAL sînt superioare faţă de cele obţinute în sistemul NTSC.

GLIKMAN, S. E. **Aparatajul tip pentru realizarea căilor de radiodifuziune pe liniile de radiorelee,** Vestnik sveazi, 24 (1964) mai, pag. 3—5.

Pentru legătura dintre aparatajul de radiodifuziune şi un centru de radioemisie se folosesc de obicei cabluri speciale cu perechi ecranate care sînt foarte costisitoare. În prezent, în ambele cazuri este mai indicat a se folosi în acest scop liniile de comunicaţii prin radiorelee.

Aparatajul URLV este destinat pentru organizarea în banda de frecvenţe de 12...252 kHz pe liniile scurte de radiorelee, echipate cu echipamentul de ultraînaltă frecvenţă R—60/120 sau R-600 a opt canale de radiodifuziune într-un sens, a unui canal de radiodifuziune în sens contrar şi a patru căi pentru comunicaţiile telefonice. Transmisia se realizează cu o singură bandă laterală. Oscilaţiile purtătoare ale căilor telefonice au frecvenţele de 24, 36, 48 şi 60 kHz, iar oscilaţiile purtătoare ale canalelor de radiodifuziune — 84,108, 132, 156, 180, 204, 228 şi 252 kHz.

Căile telefonice se pot conecta la una din staţii (staţia A) la centrala telefonică automată locală. Completele de abonat cu relee prevăzute în aparataj dau posibilitatea abonaţilor celeilalte staţii (staţia B) de a se lega prin telefon cu abonaţii centralei telefonice automate indicate. Căile telefonice pot de asemenea fi folosite pentru legătura telefonică de serviciu între staţii.

În cazul legării directe între ele a amlelor staţii (fără aparatajul de UIF), aparatajul URLV asigură următorii indicatori de calitate:

Canalele de radiodifuziune: neuniformitatea caracteristicii de frecvenţă — maximum 0,25 N în banda de frecvenţe de 50...10 000 Hz şi maximum 0,1 N în banda de frecvenţe de 75...6 600 Hz. Tensiunea psofometrică a zgomotului la ieşirea canalului — maximum 0,16 mV (cu 8,5 N sub nivelul nominal al semnalului; coeficientul de distorsiuni neliniare pentru frecvenţele mai mari de 100 Hz — — maximum 0,5% şi pentru frecvenţele sub 100 Hz — — maximum 1%.

Căile telefonice: neuniformitatea atenuării rezultante în banda de frecvenţe de 300...3 400 Hz—maximum 0,3% N. Tensiunea psofometrică a zgomotului la ieşirea căii (în punctul cu nivelul de — 0,4 N) — maximum 0,4 mV. Coeficientul de distorsiuni neliniare la frecvenţele de 300...3400 Hz maximum 2%.

Încercările efectuate pe linia de radiorelee au arătat că zgomotul în canale este determinat în special de aparatajul

de ultraînaltă frecvenţă, dar ceilalţi indicatori calitativi practic nu variază. La o funcţionare normală a aparatajului de UIF, tensiunea psofometrică a zgomotului în canale este cu 7,2 N şi chiar mai mult sub tensiunea nominală a semnalului. Programele de radiodifuziune transmise cu ajutornl aparatajului URLV pot fi obţinute pe canale cu lungime mare. Valoarea indicată mai sus pentru zgomotul aparatajului URLV asigură o protecţie rezultantă împotriva perturbaţiilor, corespunzătoare cu cerinţele pentru canalele de radiodifuziune de clasa I-a.

Aparatajul staţiei A conţine un singur complet de recepţie şi 8 complete de canale de radiodifuziune de emisie. Aparatajul staţiei B are respectiv un singur complet de emisie şi opt de recepţie. La fiecare dintre staţii sînt amplasate în afară de aceasta patru complete de emisie-recepţie pentru căile telefonice, dispozitive pentru obţinerea curenţilor de frecvenţe purtătoare, instalaţii de alimentare şi dispozitive de control şi de semnalizare.

Aparatajul se alimentează de la reţeaua de c.a. prin redresoare stabilizate cu tensiunea redresată de 24 V.

Aparatajul URLV este executat cu dispozitive semiconductoare, ceea ce a permis să se micşoreze simţitor gabaritul lui şi consumul de energie. În legătură cu utilizarea relativ mică a benzii de frecvenţe de lucru, protecţia reciprocă a canalelor împotriva perturbaţiilor s-a putut realiza cu ajutorul unor filtre de bandă simple.

BORISENKO, L. I. şi KOLOKOLOV M. V. **Cu privire la unele notaţii şi semne convenţionale folosite în schemele tranzistorizate.** Avtomatika, telemehanika i sveaz, 8 (1964), nr. 2, februarie, pag. 13—15.

În ultimul timp, în sistemele de telemecanică şi automatică feroviară au început să fie utilizate dispozitive semiconductoare: diode semiconductoare şi triode semiconductoare (tranzistoare). Schemele cu elemente semiconductoare se deosebesc în mod esenţial de schemele cu relee şi contacte atît în ceea ce priveşte construcţia lor, cît şi modul de desenare, precum şi notaţiile şi semnele convenţionale folosite. Pentru specialiştii care sînt familiarizaţi cu schemele cu relee şi contacte, acest lucru complică considerabil interpretarea şi studierea schemelor cu dispozitive semiconductoare.

Pînă în anul 1962 nu a exist un sistem unic pentru reprezentarea în desene a dispozitivelor semiconductoare şi pentru notarea parametrilor lor. Experienţa de lucru cu dispozitive semiconductoare a arătat că este necesar un sistem unic pentru reprezentarea parametrilor tranzistoarelor. Elaborarea normativului „Notaţiile şi semnele convenţionale pentru parametri electrici ai dispozitivelor semiconductoare" a permis să se stabilească o metodă unică de reprezentare în desene a schemelor cu dispozitive semiconductoare şi a legiferat modul de notare a parametrilor lor, folosiţi la analiza şi calculul schemelor.

Comparînd tranzistorul cu tubul electronic, se poate observa că borna emitorului corespunde cu catodul, borna colectorului — cu anodul, iar borna bazei — cu grila de comandă a tubului.

În automatică, cea mai răspîndită este schema cu emitor comun, deoarece prin intermediul ei se poate obţine amplificarea maximă de putere, în comparaţie cu celelalte două scheme (cu baza comună sau cu colectorul comun); afară de aceasta, la utilizarea schemei cu emitorul comun se asigură concordanţa cea mai simplă între etajele de amplificare. De aceea, toate raţionamentele se fac cu aplicare la schema de conectare a tranzistorului cu emitor comun.

Tranzistoarele sînt utilizate în schemele de automatică în două regimuri — liniar şi de comutare.

Regimul de linie (sau regimul de amplificare liniară) este folosit de obicei la amplificatoarele de curent alternativ şi la amplificatoarele de impulsuri. La acest regim, semnalul de ieşire variază proporţional cu cel de intrare. In schemele de telemecanică şi automatică feroviară, acest regim este utilizat destul de rar din cauza pierderilor mari de putere la tranzistor şi a necesităţii de a alege în mod minuţios dimensiunile pieselor din care se compune montajul respectiv.

Regimul de comutare permite ca în schemele cu tranzistoare să se obţină randamentul maxim şi este folosit foarte mult în automatică. Particularităţile acestui regim constă în faptul că tranzistorul poate fi considerat drept o obişnuită cheie sau contact de releu, avînd două stări: blocată şi deblocată. În stare deblocată, tranzistorul poate fi tratat ca o cheie (sau un contact al releului) — în poziţie închisă, iar în stare blocăta — în poziţie deschisă.

GLÄSSER W. ş.a. **Joncţiuni de tip p—n luminescente din fosfură de galiu,** Revue technique Philips, 24 (1964), nr. 9, pag. 298—299.

În cazul joncţiunii de tip p—n luminescente, ca şi în toate cazurile de electroluminescenţă, lumina este produsă prin transformarea directă a energiei electrice. Se utiliza pentru experienţe fosfura de galiu policristalină, iar joncţiunile de tip p—n necesare pentru luminescenţă se formau spontan pe suprafaţa pastilei. În felul acesta nu se putea efectua nici un control, asupra naturii şi poziţiei acestor joncţiuni de tip p—n. Este evident că în astfel de condiţii rezultatele obţinute nu·erau uşor reproductibile.

În experienţele ulterioare s-a încercat să se înlocuiască prin metode de aliere, joncţiunile de tip p—n formate la întîmplare, obţinîndu-se joncţiuni ale căror proprietăţi şi poziţii să fie determinate cu precizie prin însăşi modul de fabricare. Aceasta apare efectiv posibil dacă spre exemplu, se aliază într-o pastilă de GaP două contacte de cositor şi aur (+4% zinc), printr-un scurt tratament termic în jur de 600°C. În timpul încălzirii, GaP intră în soluţie, în metalul de aliere. Astfel se disociază o mare cantitate de GaP şi luminoforii produşi dispar. Sub efectul răcirii pastilei, GaP încă dizolvată se cristalizează, însă datorită faptului că cantitatea este foarte redusă, apar numai mici zone de recristalizare. Acestea sînt suficient de puternic dotate cu Sn, care are rol de donor, şi cu Zn, care are rol de acceptor. Dacă pastila de GaP este de tip p (conducţie prin goluri), contactul de Sn formează o joncţiune de tip p—n; iar contactul de Au o joncţiune ohmică. Dacă GaP este de tip n (conducţia prin electroni) Sn şi Zn îşi schimbă funcţiile lor, joncţiunea de tip p—n formîndu-se în contact cu Au; iar contactul ohmic cu Sn.

Pentru aceste experienţe s-a utilizat un monocristal de GaP. În continuare totuşi, s-a observat că se putea ajunge la rezultate similare utlizînd pastile policristaline, obţinute prin topirea Ga, printr-o metodă specială. Deşi aceste pastile erau policristaline, toate cristalele se dezvoltau pe direcţia (111), cu o eroare de orientare mai mică de 0,250. Pentru viitoarele caracteristici ale pastilei utilizate, ca diodă, este important ca aliajul să pornească de la faţa (111) a cristalului (care este ocupată cu atomi de P, ea putîndu-se distinge uşor de faţa (111) opusă, printr-o decupare a pastilei de GaP în HCl. Numai în acest caz se pot obţine joncţiuni de tip p—n care în majoritate se dirijează paralel cu suprafaţa. În plus, aceste joncţiuni prezintă proprietăţi electrice bune (curent invers în general mai mic de $10^{-10}$ A şi cîte o dată mai mic de $10^{-13}$ A pentru tensiuni pînă la 8 V.

Pentru a se obţine o luminescenţă puternică a joncţiunilor de tip p—n, s-a utilizat GaP, tip p, care datorită dotării cu anumite impurităţi (activatori), emite lumină în principal pe lungimea de undă de 7 000 Å. În regiunea n a acestor diode, atomii donori sînt în exces considerabil faţă de atomii acceptori ai regiunii p, astfel încît dacă se aplică o polarizare directă, cu curentul din joncţiunea tip p—n este generat în principal, de injecţia de electroni în regiunea p. Aici are loc recombinarea care se traduce printr-o emisie luminoasă.

Aşa cum s-a remarcat deja, izvoarele de lumină de acest tip sînt foarte indicate pentru a fi utilizate în sistemele de circuit electronooptice. În combinaţie, spre exemplu, cu un fotoconductor din seleniură de cadmiu se pot obţine amplificatoare de putere, relee de lumină, limitatoare, multiplicatoare de frecvenţă şi prin prelucrări adecvate, circuite basculante.

Durata de tăiere a unui releu luminos realizat pe acest principiu este de 1 ms. Ea este determinată numai de viteza de răspuns a fotoconductorului. Datorită faptului că izvoarele de lumină pot funcţiona cu impulsuri de lumină mai mici de $10^{-7}$ s, durata intrinsecă de tăiere a diodelor, care depinde aproape în întregime de constanta lor RC, este mai mică de $5 \times 10^{-8}$ s.

SCHAFF, W. **Etaje de ieşire cu tranzistoare fără transformator,** Electron, Profess, 27, 1964, nr. 222, noiembrie pag. 43—46, 13 fig.

Înlăturarea folosirii transformatorului are avantajul că dispare din montaj o piesă grea, de volum mare şi care limitează performanţele montajului (bandă de frecvenţă, distorsiuni, putere). Montajul clasic fără transformator de ieşire are ca incoveniente : a) necesitatea unui difuzor cu o impedanţă mai ridicată, b) necesitatea folosirii unor divizoare de tensiune cu rezistenţe cu coeficient de temperatură negativ pentru a stabiliza curentul de bază, şi punctul de funcţionare al celor două tranzistoare în contratimp la variaţiile de temperatură. Montajul prezentat are tensiunea de alimentare egal repartizată între cele două tranzistoare şi neexistînd derivaţii de c.c., curentul de repaus prin cele două tranzistoare este egal.

Se poate astfel evita influenţa dispersiei caracteristicilor tranzistorului asupra simetriei curenţilor sau asupra tensiunii bază emitor.

Compensarea termică a curentului de repaus nu necesită decît o singură sursă de polarizare.

EIMBINDER, JEROME. **Avantajele prezentate de tranzistoarele cu efect de cîmp,** Electronics, 37 (1964) noiembrie., pag. 46—49, 3 fig., 1 tabl., 4 ref. bibl.

Utilizarea tot mai mare a tranzistoarelor cu efect de cîmp, se bazează pe proprietatea lor principală de a prezenta o impedanţă de intrare mare şi de a putea lucra cu niveluri mici de zgomot. Se trec în revistă caracteristicile principale ale celor două variante constructive — tranzistorul cu efect de cîmp de tipul metal-oxid — semiconductor şi cel cu joncţiune — precum şi alte cîteva tipuri constructive noi, în curs de elaborare şi perfecţionare, — tranzistoarele cu doi sau trei electrozi de bază. Comoditatea asocierii lor cu circuite integrate conţinînd doar elemente pasive, precum şi posibilitatea realizării unor circuite integrate conţinînd tranzistoare cu efect de cîmp, cu strat epitaxial ca elemente active este de asemenea scoasă în evidenţă.

JOUAN, R. **Studiu de îmbătrînire asupra tranzistoarelor cu germaniu,** Onde Electr., (1964) nr. 451, octombrie pag. 963—967, 14 fig., 2 tabl.

Articolul prezintă analiza unor rezultate cu privire la comportarea tranzistoarelor cu germaniu în funcţie de îmbătrînirea lor. Studiul reprezintă o sinteză a observaţiilor care s-au făcut pentru o perioadă de doi ani asupra tranzistoarelor în funcţie. Experienţele au urmărit în special comportarea parametrilor $\beta$ şi $I_{CBO}$ asupra a 96 loturi de cîte 10 tranzistoare. Cercetările au fost uşurate de fapul că unele măsurări de parametri au fost făcute cu ajutorul unei maşini automate cu posibilitatea înregistrării acestora pe cartele perforate. Cercetările au fost făcute asupra unor loturi de tranzistoare corespunzătoare unei producţii de trei luni. Afară de parametrii $\beta$ şi $I_{CBO}$ au mai fost măsurate tensiunea de străpungere, rezistenţa bazei, capacitatea bază-colector şi de asemenea frecvenţa de tăiere $f_\alpha$ şi factorul de zgomot. Este interesant de observat că din lotul de tranzistoare care a fost supus încercărilor, nici unul n-a fost scos din funcţiune din pricina manipulărilor greşite. Aceasta se datoreşte unui studiu prealabil atent asupra modului de experimentare. Cercetările permit determinarea desigur cu aproximaţie a gradului de defecţiune a tranzistoarelor în regim de exploatare.

# Abonați-vă la

- REVISTA CĂILOR FERATE
- TELECOMUNICAȚII
- REVISTA TRANSPORTURILOR

**EDITATE DE MINISTERUL TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ÎN COLABORARE CU CONSILIUL NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA**

Abonamentele individuale se primesc în numerar sau prin mandat poștal pe adresa:

EDITURA TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR
București, calea Griviței 193 B, telefon 18.01.85

Abonamentele pentru instituții se primesc în contul de virament nr. 073.015.02, Banca Națională a Republicii Socialiste România, Filiala 30 Decembrie, București

## Costul unui abonament anual:

| | | |
|---|---|---|
| **REVISTA CĂILOR FERATE:** | pentru muncitori, tehnicieni și ingineri | 20 lei |
| | pentru instituții | 100 „ |
| **TELECOMUNICAȚII:** | pentru muncitori, tehnicieni și ingineri | 30 lei |
| | pentru instituții | 100 „ |
| **REVISTA TRANSPORTURILOR:** | pentru muncitori, tehnicieni și ingineri | 30 lei |
| | pentru instituții | 100 „ |


ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

## CONTENTS


621.376.223: 621.372.632

CONDREA, S. **The ring modulator as a time-variable parameter frequency shifter.**

The paper deals with the case when the time-variable parameter is the phase shift of the modulating fourpole and the passage between two values is steady. The modulation products for various modes of transition from a defined phase shift to its inverse are computed.

The inversor is considered as inserted between selective impedances and it is shown how the attenuation of the frequency transducer may be cancelled.

Some undesired modulation products may be reduced by double modulation and phase shift.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 10, p. 385–389

621.395.344.6

BOBOC, P. **The automatic telephone switching system „Crossbar Pentaconta 1000" (II[nd] part).**

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 10, p. 390–396

621.398; 621.395.975

DINESCU, I. **A remote control, telesignalling and supervisory installation used for the automation of the urban wire broadcasting network of Roumania.**

The manner in which was realised the automation of some wire-broadcast stations in Bucharest is exposed.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965) nr. 10, p. 397–401

621.391.827.22

POSTELNICU, P. **Methods for establishing the paradiaphonic and adaptation standards of the telephone lines.**

There are deduced the limits of the paradiaphonic noise and non-adaptation figure, imposed on an open wire line or an a symmetrical cable for maintaining the telediaphony due to the reflected paradiaphonic currents into acceptable bounds

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 10, p. 402–405

534.3: 519.27

STANOMIR, D. **The correlation theory and its application in the acoustics.**

Various meanings of the notion of correlation are presented and particullary this notion applied in the acoustics and in the reception of sounds.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 10, p. 406–409

621.374; 621.315.2

BARBU, E. **A new method for determining the cable troubles using pulse techniques.**

A method for ranging the inhomogeneities of a long homogenous transmission line by test pulses is indicated. The linear time-basis is replaced by a circular one and the spot speed is variable. The time period between the departure of the test pulse and the arrival of the reflected pulse is measured by means of the circular time-basis period.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965) nr. 10, p. 410–414

621.315.2: 621.395.975

GÎRLAȘU, I. **The use of the telecommunication cables with nonmetallic coating to the rural medium works.**

The installation of a cable with plastic coating, used for the feeder lines in the rural wire-broadcasting network is described.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965) nr. 10, p. 415–416

621.397.62

SĂULESCU, CR. **The television receiver VS 59**

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965) nr. 10, p. 417–419

621.375.4

POPESCU, M. **One-transistor common-collector little level amplifier.**

Formulae are deduced for the current amplification, voltage amplification, input and output impedance of a common-collector amplifier.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965) nr. 10, p. 420–421


## SOMMAIRE


621.376.223: 621.372.632

CONDREA, S. **Le modulateur annulaire considéré comme un translateur de fréquence à paramètres variables dans le temps.**

On analyse le cas où le paramètre variable dans le temps est le déphasage du quadripôle modulateur, le passage d'une valeur à l'autre etant fait par sauts. On calcule les produits de modulation pour différents types de passage d'un déphasage quelconque au déphasage inverse.

En considérant l'opérateur d'inversion inséré entre des impédances selectives, on indique une méthode pour anuler théoriquement l'affaiblissement du translateur de frequence.

On démontre que certains produits indésirables de la modulation peuvent être réduits par double modulation et déphasage.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 385–389

621.395.344.6

BOBOC, P. **Le système de commutation téléphonique automatique „Crossbar Pentaconta 1000" (II[e] partie)**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 390–396

621.398; 621.395.975

DINESCU, I. **Installation pour télécommande, télésignalisation et télécontrôle acoustique utilisée dans l'automatisation des stations de radiodistribution urbaine par fil, en Roumanie.**

On eypose le mode de réalisation de l'automatisation des stations de radiodistribution par fil dans Bucarest.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 397–401

621.391.827.22

POSTELNICU, P. **Methodes pour l'établissement des normes de paradiaphonie et d'adaptation dans les lignes téléphoniques.**

On déduit les limites pour l'affaiblissement de paradiaphonie et le coefficient de non-adaptation nécessaires sur une afin que la télédiaphonie due aux courants de paradiaphonie réflétés ne dépose pas les valeurs admissibles.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 402–405

534.3: 519.27

STANOMIR, D. **La théorie de la corrélation et son application dans l'acoustique.**

L'article expose les divers sens de la notion de corrélation, particulièrement la notion de corrélation appliquée dans l'acoustique, ainsi que les applications de la théorie de la corrélation à la réception des signauy sonores.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 406–409

621.374: 621.315.2

BARBU, E. **Une nouvelle méthode pour la localisation des défauts dans les circuits, en employant la technique des impulsions.**

On propose une nouvelle méthode de localisation des inhomogénéités sur une ligne de transmission homogène à l'aide des impulsions de sondage, caractérisce par le remplacement de la base de temps lineaire par une base circulaire et par la vitesse de deplacement variable du spot. L'intervalle de temps entre le départ de l'impulsion de sondage et l'arrivée de l'impulsion réfléctée est mesurée par raport à la période de la base de temps crculaire.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 410–414

621.315.2: 621.395.975

GÎRLAȘU, I. **L'utilisation des câbles de télécommunications enveloppe non méthallique aux travaux ruraux.**

On explique l'installation du câble avec enveloppe en matière plastique pour des lignes principales des réseaux de radiodistribution par fil dans le milieu rural.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 415–416

621.397.62

SĂULESCU, CR. **Le récepteur de télévision VS59.**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 417–419

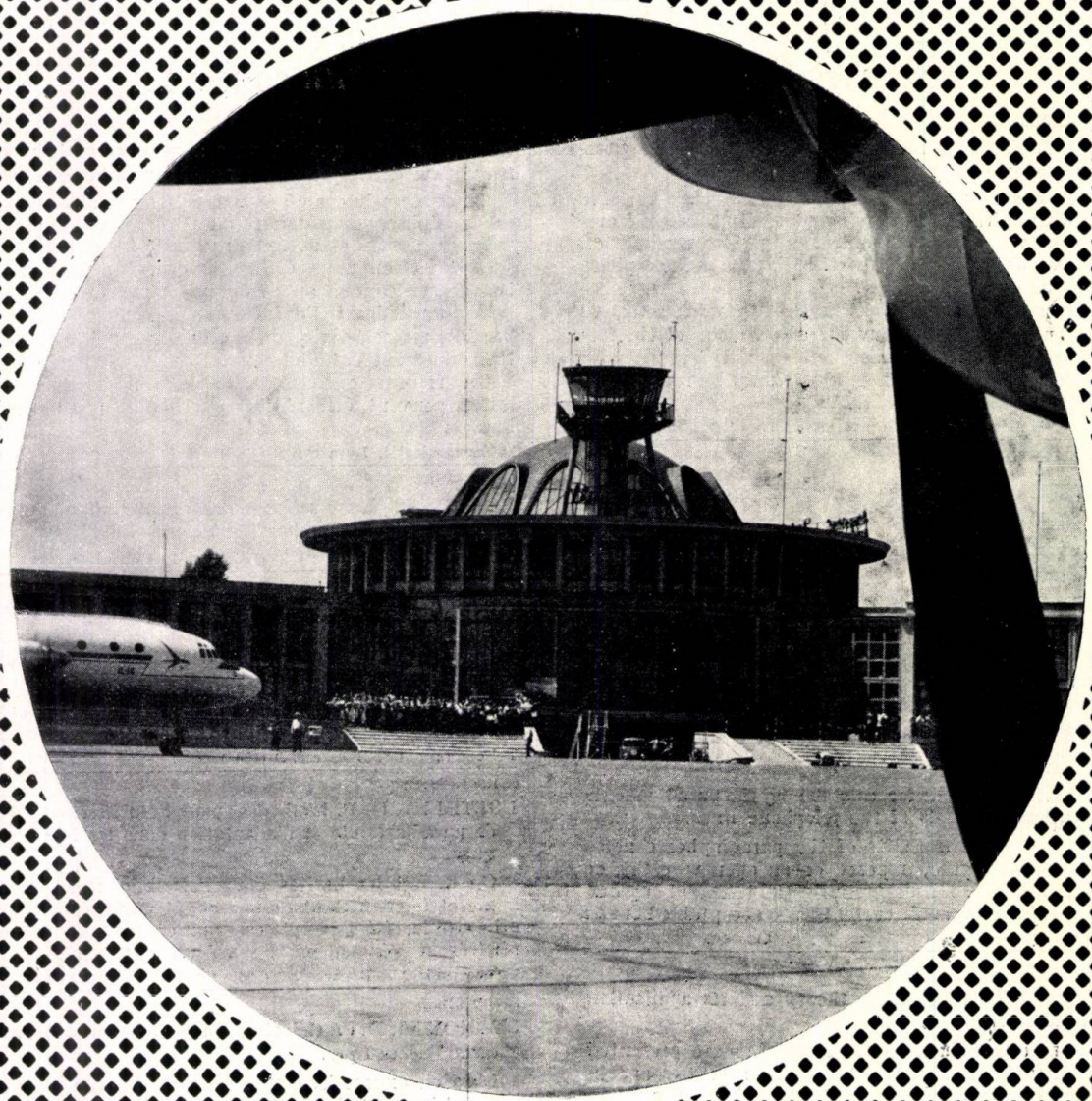
621.375.4

POPESCU, M. **Amplificateur pour de petits niveaux avec un transistor à collecteur commun.**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965) no. 10, page. 420–421



OSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1965



*O călătorie rapidă și comodă*
*vă oferă serviciile noastre pe*
*rutele interne și externe*

**tarom**
TRANSPORTURILE AERIENE ROMÂNE

micm

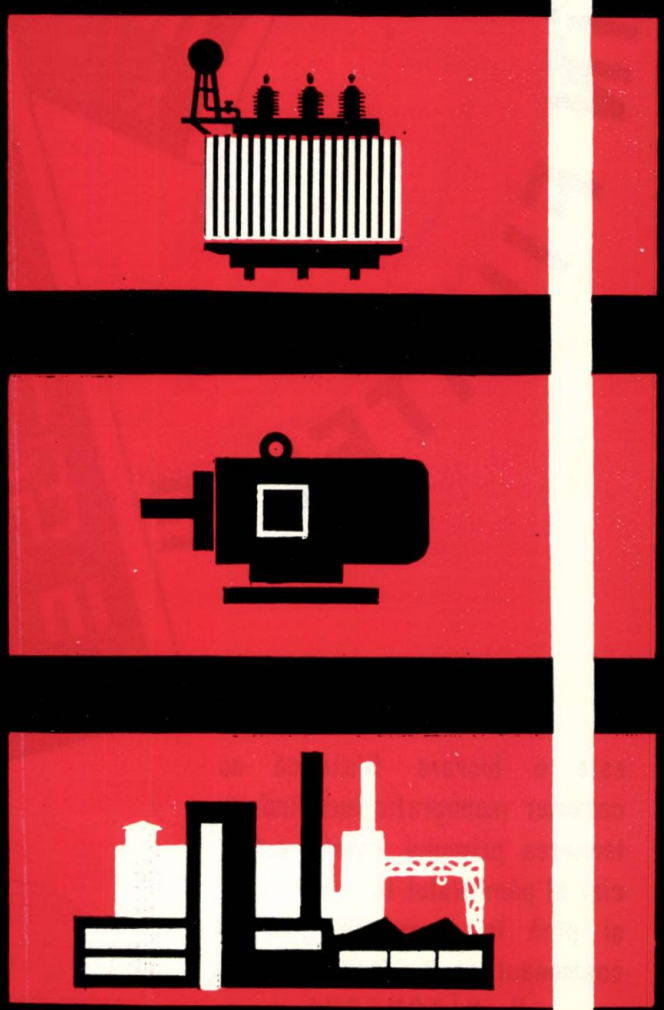
# ICPE

**INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ**

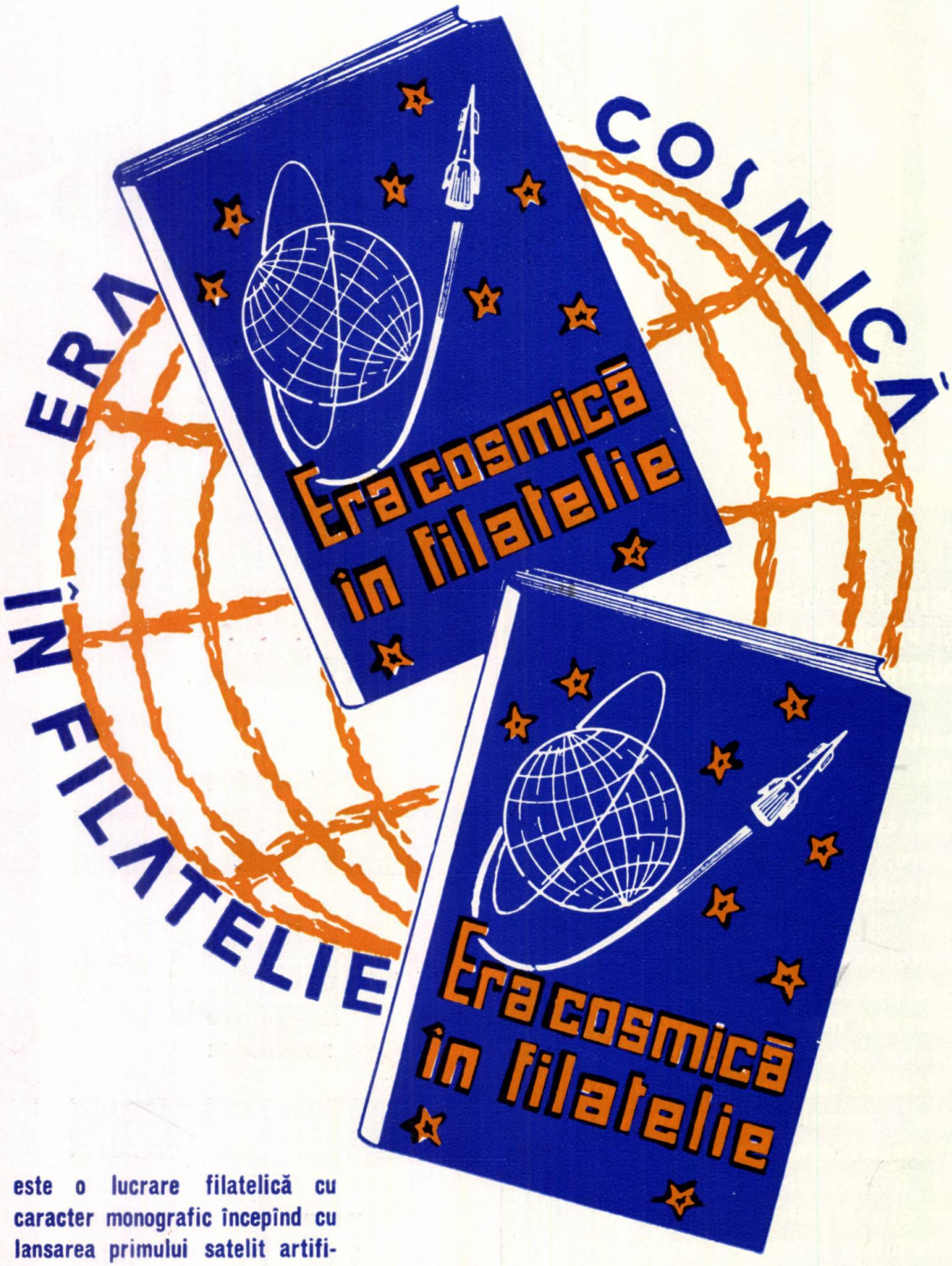
**București, Bd. T. Vladimirescu 45**
**tel. 16.41.40 — 16.41.48**

**primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.**

**Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectări pentru uzine și fabrici cu acest profil.**



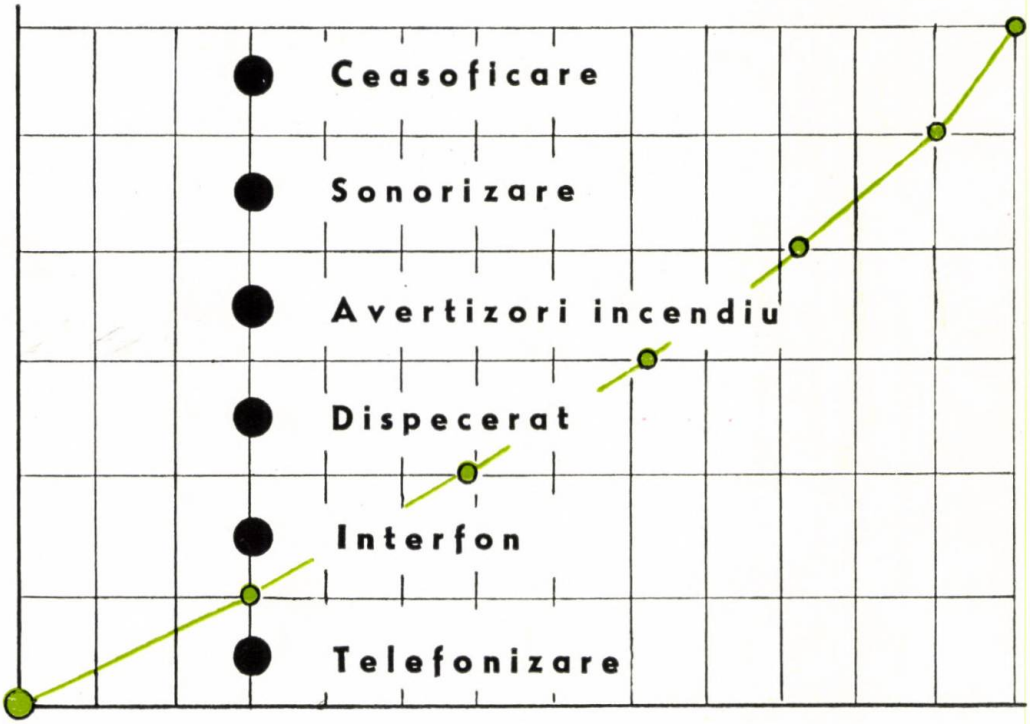
Lucrarea are un cuvînt introductiv adresat cititorilor de către primul cosmonaut din lume I. GAGARIN




**este o lucrare filatelică cu caracter monografic începînd cu lansarea primului satelit artificial al pămîntului la 4 oct. 1957, şi pînă la zborul în grup al cosmonauţilor V. TEREŞKOVA şi V. BÎKOVSCHI**

# TELECONSTRUCȚIA

ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ LA INSTITUȚII, ÎNTREPRINDERI, UZINE ȘI COMPLEXE INDUSTRIALE, CELE MAI MODERNE INSTALAȚII DE TELECOMUNICAȚII CA :




*Adresați-vă:*

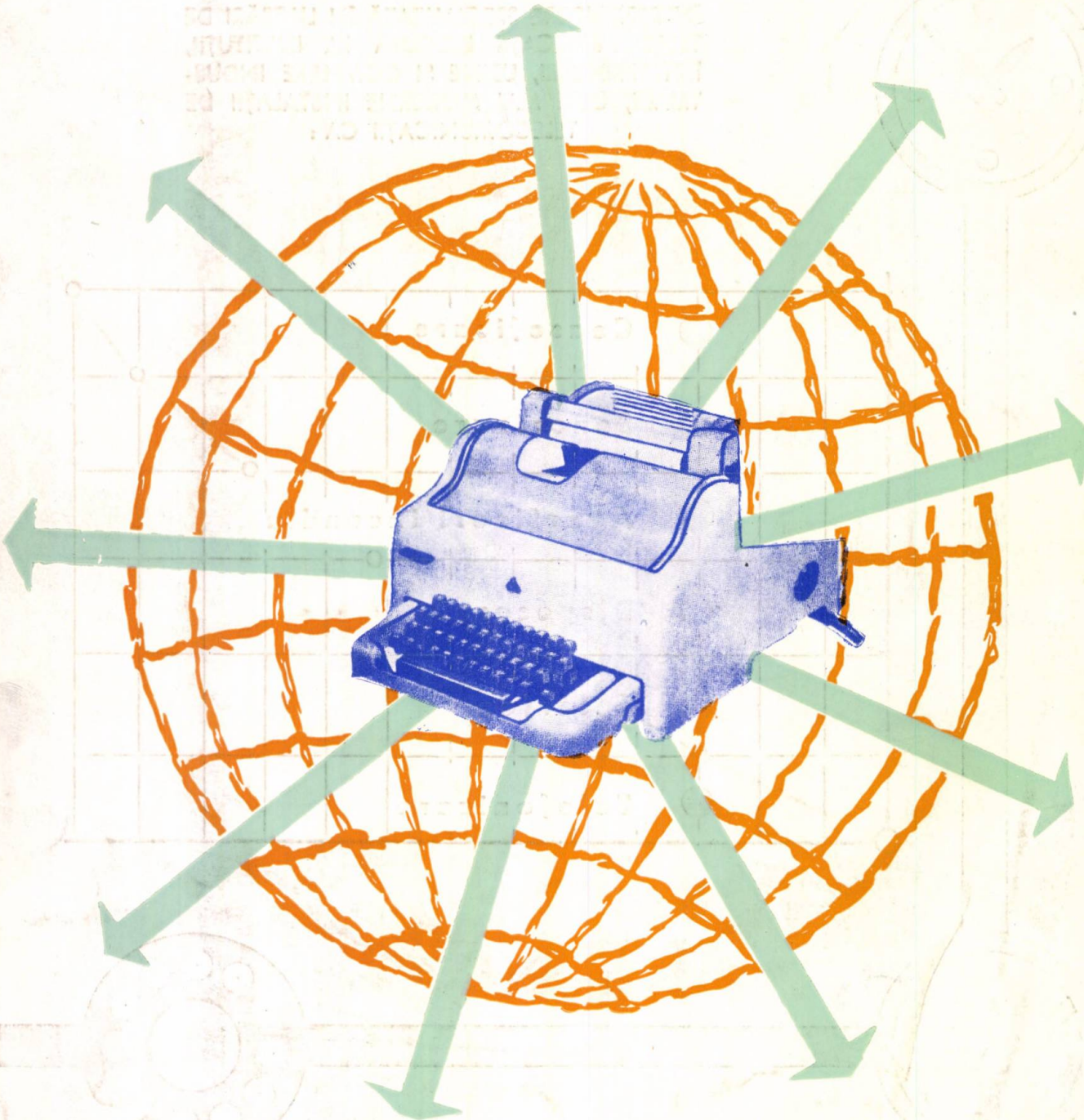
ÎNTREPRINDEREA

**TELECONSTRUCȚIA**

BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

1966 FEB

# telex



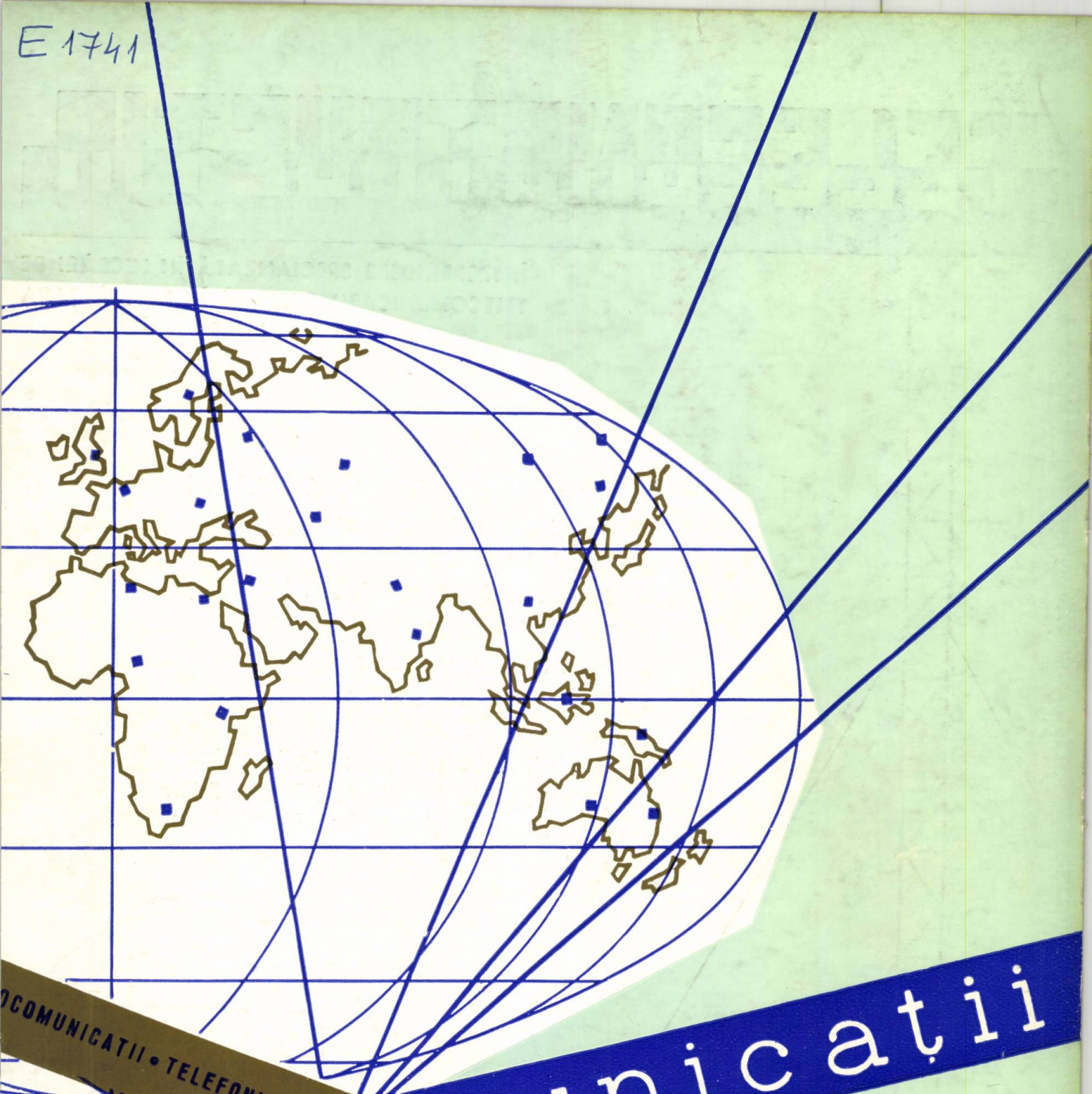
Prin instalarea de aparate telegrafice „Telex" întreprinderile și instituțiile pot preschimba direct mesaje scrise în țară și străinătate la orice oră. Serviciul „Telex" vă oferă comunicații scrise și rapide.

I.P.I. – c. 3484

44 201

Lei 5

E 1741



# telecomunicații

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

OCOMUNICAȚII • TELEFONIE

1965

11

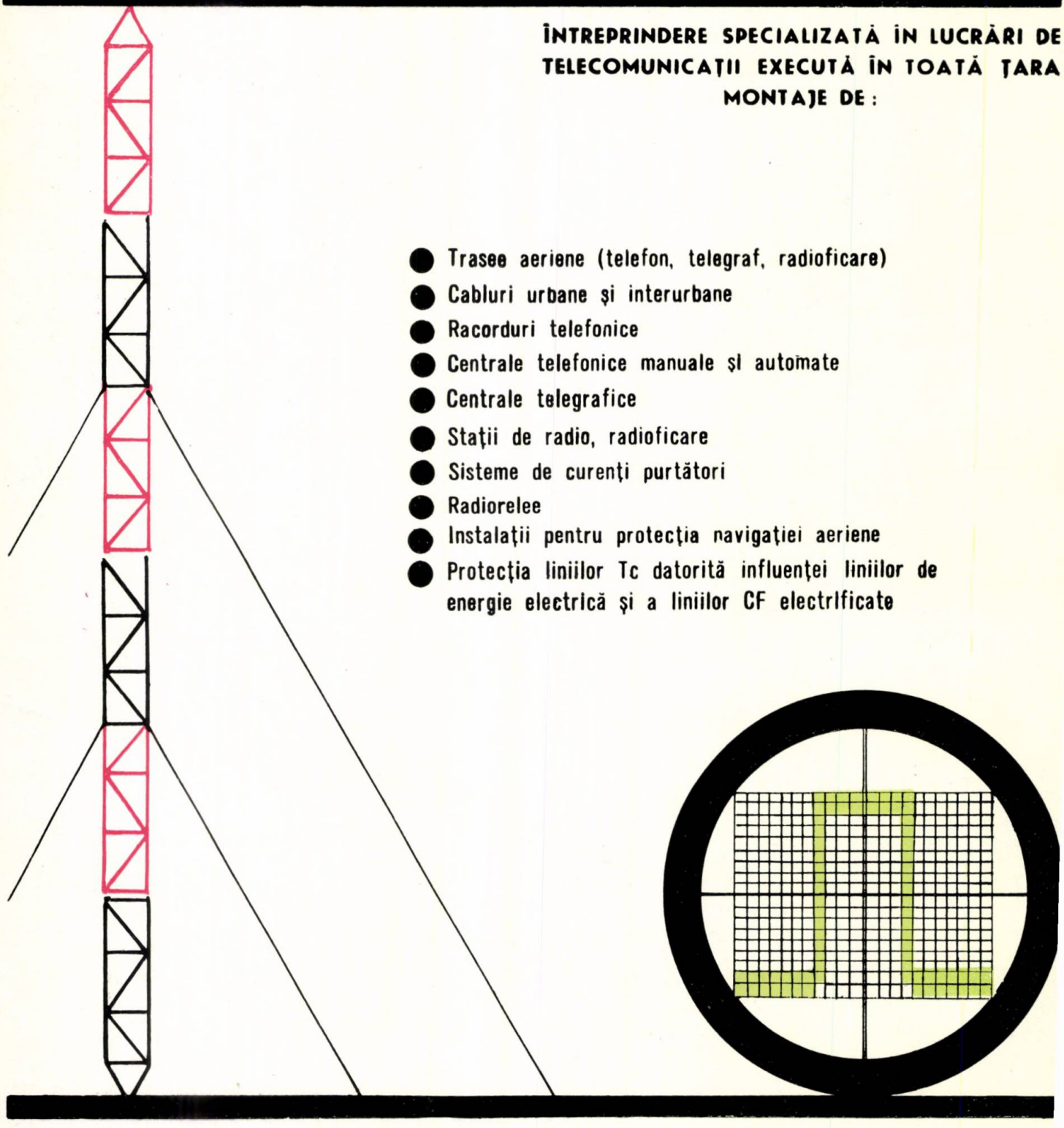
TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 11 ★ p. 433—480 ★ București ★ Noembrie 1965

# TELECONSTRUCȚIA

**ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII EXECUTĂ ÎN TOATĂ ȚARA**

**MONTAJE DE:**

- Trasee aeriene (telefon, telegraf, radioficare)
- Cabluri urbane și interurbane
- Racorduri telefonice
- Centrale telefonice manuale și automate
- Centrale telegrafice
- Stații de radio, radioficare
- Sisteme de curenți purtători
- Radiorelee
- Instalații pentru protecția navigației aeriene
- Protecția liniilor Tc datorită influenței liniilor de energie electrică și a liniilor CF electrificate



*Adresați-vă:*

ÎNTREPRINDEREA

**TELECONSTRUCȚIA**

BUCUREȘTI — BD. DINICU GOLESCU NR. 38

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963


# telecomunicații

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ȘI TELECOMUNICAȚIILOR ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

*Redacția: București, Calea Griviței nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie"*
*Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 11 noiembrie 1965


## CUPRINS


CZ 621.314.9

KATZ, E. : **Metodă de conversie amplitudine — timp de mare liniaritate.**

Se propune și se analizează o metodă de conversie amplitudine-timp de mare liniaritate utilizabilă atît pentru obținerea de întîrzieri reglabile de mare precizie cît și ca treaptă intermediară în cadrul unei conversii amplitudine — valoarea numerică pentru mărimi continue și impulsuri.

Se arată că folosind mijloace relativ simple se pot obține liniarități teoretice extrem de ridicate.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11, pag. 433

CZ 546.722 ; 538.662.13

ALMÀSSY, GY. : **Ferite cu temperaturi Curie coborîte și întrebuințări ale lor**

Se prezintă rezultatele unor studii referitoare la schimbările proprietăților magnetice ale feritelor cu temperaturi Curie coborîte și se dau indicații cu privire la folosirea acestor ferite pentru măsurarea variațiilor unor mărimi fizice.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11, pag. 438

CZ 621.372.553.029.64

RULEA, GH. : **Calculul unui defazor simplu pentru microunde**

Se prezintă modul de calcul al unui defazor pentru microunde, cu un defazaj $\varphi$ pentru frecvența de lucru centrală și o abatere $\Delta\varphi$ față de acest defazaj pentru frecvențele maximă și minimă din banda transmisă.

Defazorul este realizat prin lărgirea sau îngustarea bazei secțiunii unui ghid dreptunghiular, obținîndu-se pentru porțiunea modificată o frecvență critică diferită de cea a ghidului principal.

În consecință se obțin și constante de fază diferite. Sînt prezentate formulele și graficele necesare pentru proiectare.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11 pag. 442

CZ 621.373.42.016.35

SINNREICH, H. : **Metoda unitară de determinare a stabilității oscilatoarelor în punte**

Se introduce mărimea de *abatere complexă* a cărei parte reală caracterizează stabilitatea de amplitudine iar partea imaginară caracterizează deviația de frecvență a oscilatoarelor în punte față de frecvența proprie a circuitului selectiv.

Cu ajutorul abaterii complexe se analizează performanțele principalelor tipuri de oscilatoare în puncte LC, RC și cu cuarț, în funcție de parametri schemei, verificîndu-se condiția de regim liniar. Se găsește o relație între abaterea frecvenței și puterea la ieșire. Se descriu unele scheme de oscilatoare în punte cu tranzistoare.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11, pag. 445

CZ 621.395 ; 616.51

STANOMIR, D. : **Microfoane condensator combinate electric**

Se tratează teoretic modul de realizare al microfoanelor condensator cu polară variabilă cel mai des folosite în tehnica captării sunetului.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11, pag. 451

CZ 621.315.23 ; 620.193.4

POP, T. : **Coroziunea cablurilor telefonice subterane. Acțiunea solului în procesele de coroziune.**

Se arată importanța construcțiilor de linii în cabluri subterane și pericolul distrugerii lor prin coroziuni.

Se indică diversele acțiuni agresive ale solului în procesele de coroziune a rețelelor de cabluri și a canalizațiilor lor subterane.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11, pag. 454

CZ 621.3.028 — 181.5

COJOCARU, TH. : **Microminiaturizarea rezistențelor folosite în radioelectronică**

În articol se prezintă problema microrezistențelor realizate prin depunerea pe plăcute suport. Se dau informații utile asupra confecționării microrezistențelor, modului lor de măsurare ca și asupra unor probleme generale legate de microminiaturizare.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11, pag. 461

CZ. 621.314.6 ; 621.395.34.

MANGIUREA, F. OCT. și GLIGA, AL. : **Redresoare stabilizate și filtrate pentru alimentarea centralelor telefonice automate**

Lucrarea prezintă performanțele obținute de uzinele Electromagnetica în construcția redresoarelor cu tensiune și care sînt rezultatele obținute în comparație cu performanțele aparaturii similare construită în străinătate.

Telecomunicații, București, 9 (1965), nr. 11, pag. 467



**COMITETUL DE REDACȚIE**

Ing. GH. AIRINEI, ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. GH. BALAEȘ, conf. ing. AL. BODEAGA, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România (redactor responsabil), conf. dr. ing. V. CĂTUNEANU, prof. ing. S. CONDREA, prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. C. FAUR, ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor și Telecomunicațiilor, ing. B. IONIȚĂ, Vicepreședinte al Comitetului de Radiodifuziune și Televiziune, conf. ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECȘULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. AL. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ

*Redactor : Ing. M. Gîrzu*



Revista „TELECOMUNICAȚII", organ al Ministerului Transporturilor și Telecomunicațiilor și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacția și Administrația : București, Calea Griviței nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie", Telefon : 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administrația revistei. Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament ; Editura Transporturilor și Telecomunicațiilor, Calea Griviței nr. 193 B. Cont. 073.015.02 Banca Națională a Republicii Socialiste România. Filiala „30 Decembrie". — Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. — Prețul unui exemplar : lei 5.

Tiparul : Intreprinderea poligrafică „Informația" — București

c. 3871

# СОДЕРЖАНИЕ


621.314.9

КАЦ Е.: *Метод преобразования амплитуда-время повышенной линейностью*

Предлагается и рассматривается метод преобразования амплитуда время с повышенной линейностью, применимый как для получения регулируемых большой точностью задержек, так и в качестве промежуточной ступени при преобразовании амплитуда — численное значение для непрерывных величин и импульсов.

Применяя относительно простые средства можно получать теоретические исключительно повышенные линейности.

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11, стр. 433

546.722 ; 538.662.13

АЛМАШИ Г.: *Ферриты с низкими точками Кюри и их применения*

Представлены результаты исследования изменений магнитных свойств ферритов с низкими точками Кюри, и даны указания относительно применения таких ферритов для измерения изменений некоторых физических величин.

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11, стр. 438

621.272.553.029.64

РУЛЯ Г.: *Расчет простого фазовращателя для микроволн*

Представлен способ расчета фазовращателя для микроволн, со сдвигом фаз $\varphi$ для центральной рабочей частоты и отклонением $\Delta\varphi$ от этого сдвига для максимальной и минимальной частот перерываемой полосы.

Фазовращатель создан путем расширения или сужения основания разреза прямоугольного волновода, получая для измененного участка критическую частоту отличную от частоты основного волновода. В итоге получаются также и различные фазовые постоянные

Представлены необходимые для проектирования формулы и диаграммы.

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11, стр. 442

621.373.42.016.35

ЗИНРАЙХ Х.: *Единый метод определения стабильности мостовых схем генераторов*

Вводится значение комплексного отклонения, действительная часть которой характеризует амплитудную стабильность, а мнимая — частотное отклонение мостовых схем генераторов по отношению к собственной частоте избирательного контура.

С помощью комплексного отклонения рассматриваются качественные показатели основных типов мостовых схем генераторов типа LC, RC и кварцевых в зависимости от параметров схемы, и проверяется условие линейного режима работы.

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11, стр. 445

621.395.616.51

СТАНОМИР Д.: *Электрически скомбинированные конденсаторные микрофоны.*

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11 стр. 451

621.315.23 ; 620.193.4

ПОП Т.: *Коррозия подземных телефонных кабелей. Деистве почвы в процессах коррозии*

Показаны значение подземных кабелей и опасность их повреждения путем коррозии. Указываются различные разрушительные влияние почвы в процессах коррозии кабельных сетей и подземных проводок.

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11, стр. 454

621.3.028 – 181.5

КОЖОКАРУ Т.: *Микроминиатюризация сопротивлений, применяемых в радиоэлектронике*

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11, стр. 461

621.314.6,621.395.34

МАНДЖЮРЯ Ф. и ГЛИГА А.: *Стабилизированные выпрямители с фильтрами для питания АТС*

Telecomunicații, Бухарест, 9/1965, № 11, стр. 467


# INHALTVERZEICHNIS


CZ 621.314.9

KATZ, E. **Eine hochlineare Methode für die Konversion Amplitude-Zeit.**

Eine hochlineare Konversionsmethode Amplitude-Zeit wird analysiert und vorgeschlagen, sowohl für die Erreichung regelbarer Verzögerungen hoher Genauigkeit, als auch als Zwischenstufe in einer Konversion Amplitude-numerischer Wert der kontinuierlichen Grössen und Impulse.

Mittels relativ einfachen Verfahren wird theoretisch eine sehr hohe Linearität erreicht.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 433

CZ 546.722 ; 538.662.13

ALMASSY, GY. **Ferrite mit niedrigem Curiepunkt und ihre Verwendungen.**

Die Ergebnisse einiger Studien über die Veränderung der magnetischen Eigenschaften der Ferrite mit niedrigem Curiepunkt werden bekanntgemacht und Anweisungen über die Verwendung dieser Ferrite zur Messung der Änderungen gewisser physikalischen Grössen werden gegeben.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 438

CZ 621.372.553.029.64

RULEA, GH. **Die Berechnung eines einfachen Mikrowellenphasenschiebers.**

Die Berechnungsweise eines Mikrowellenphasenschiebers mit einer bestimmten Phasenverschiebung der Mittelfrequenz und einem bestimmten Phasenfehler an den Grenzen des Frequenzbandes wird dargelegt.

Der Phasenschieber wird durch Änderung einer Abmessung des Querschnittes eines Rechteckwellenleiters erhalten. Die geänderte Strecke des Wellenleiters hat eine abweichende kritische Frequenz und auch eine abweichende Phasenkonstante.

Die Berechnungsformeln und Diagrammen werden auch gegeben.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 442

CZ 6 21.373.42.016.35

SINNREICH, H. **Eine einheitliche Methode für die Bestimmung der Stabilität der Brückenoszillatoren.**

Es wird die Grösse „komplexe Abweichung" eingeführt, derer reele Teil die Amplitudenstabilität und derer imaginäre Teil den Frequenzhub gegenüber der Eigenfrequenz des selektiven Kreises kennzeichnet.

Mittels der komplexen Abweichung werden die Leistungen der wichtigsten Typen von Brückenoszillatoren (LC-, RC- und Quarzoszillator) als Funktionen der Schaltungsparameter analysiert und die Bedingung des lineäaren Betriebs wird untersucht. Eine Beziehung zwischen den Frequenzhub und die Ausgangsleistung wird gefunden.

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 445

CZ 621.395.616.51

STANOMIR, D. **Elektrisch kombinierte Kondensatormikrophone.**

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 451

CZ 621.315.23,620.193.4

POP. T. **Die Korrosion der unterirdischen Fernsprechkabel Die Wirkung des Bodens in den Korrosionsprozessen.**

Die Gefahr der Zerstörung der unterirdischen Kabel durch Korrosion wird hervorgehoben. Die verschiedenen schädlichen Wirkungen des Bodens in den Korrosionsprozessen der Kabelnetze und der unterirdischen Kabelkanalisierung werden angedeutet.

Telecmunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 454

CZ 621.3.028 – 181.5

COJOCARU, TH. **Die Mikrominiaturisierung der radioelektronischen Widerstände.**

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 461

CZ 621.314.6,621.395.34

MANGIUREA, F. O. und GLIGA, AL. **Gleichrichter mit Spannungskonstanthaltung und Filterung für automatische Fernsprechzentralen.**

Telecomunicații, Bukarest, 9 (1965), Nr. 11, S. 467

Conf. dr. ing. ELI KATZ

# Metodă de conversie amplitudine-timp de mare liniaritate

Conversia amplitudine-timp intervine adesea în dispozitivele tehnice, fie pentru a realiza întîrzieri reglabile, fie ca treaptă intermediară în cadrul conversiei analog-numerice, parametrul după care se apreciază în primul rînd calitatea conversiei fiind liniaritatea relației timp-amplitudine.

Conversia amplitudine-timp este însă în principiu neliniară ea bazîndu-se în toate cazurile pe încărcarea sau descărcarea unui rezervor de energie (capacitativ sau inductiv), proces ce se desfăşoară după o lege exponențială. În cazul cel mai simplu se utilizează un circuit RC (fig. 1), căruia la momentul $t = t_i$ i se aplică o tensiune $E_0$. Drept urmare pe condensator apare o tensiune $U = U(t)$, care la un moment dat $t = t_f$ atinge valoarea $U_0 = U(t_f)$, moment ce este înregistrat de discriminantul $D$.

În felul acesta intervalul de timp $\Delta t = t_f - t_i$ este funcție de amplitudinea tensiunii de discriminare $U_0$. În cazul considerat creşterea tensiunii $U(t)$ are loc după o lege exponențială şi, drept urmare, $t$ este o funcție logaritmică de $U_0$. Pentru obținerea unei liniarități convenabile se utilizează fie o mică parte a tensiunii $E_0$ ($U_{0max} \ll E_0$), fie diferite circuite de reacție, care asigură pentru $U_{0max}$ apropiat de $E_0$ o tensiune echivalentă de încărcare $E_0' \gg E_0$.

În cele ce urmează se arată că se pot obține relații deosebit de liniare între $t$ şi $U_0$, alegînd în locul tensiunii de încărcare $E_0$, o tensiune $E$ care să fie funcție de $U_0$.

Într-adevăr să presupunem

$$E = E_0 + \varphi\ (U_0) \qquad (1)$$

unde $E_0$ e constantă şi se determină $\varphi\ (U_0)$ de asemenea manieră încît

$$\Delta t = t_f - t_i = f\ (U_0) \qquad (2)$$

să fie cît mai aproape de relația ideală :

$$\Delta t = K \cdot U_0 \qquad (3)$$

unde $K$ este o constantă.

În acest caz tensiunea pe condensator va fi :

$$U(t) = [E_0 + \varphi\ (U_0)]\ [1 - e^{-t/\tau}] \qquad (4)$$

iar intervalul $\Delta t$ va fi determinat de relația

$$U_0 = [E_0 + \varphi\ (U_0)]\ [1 - e^{-\Delta t/\tau}] \qquad (5)$$

Introducînd (3) în (5) şi punînd $K = \frac{\tau}{E_0}$ ($\tau$ poate fi aranjat la alegere), obținem relația de definire a funcției

$$\varphi(U_0) = \frac{U_0}{1 - e^{-U_0/E_0}} - E_0$$

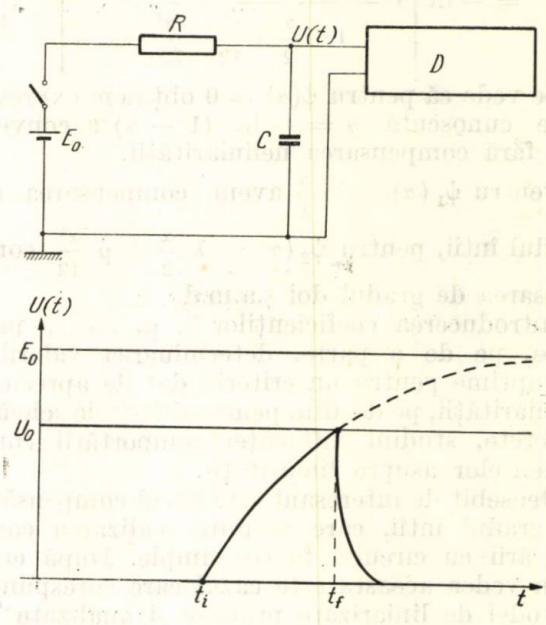



Fig. 1

sau mai departe :

$$\psi(\alpha) = \frac{\varphi\ (u_0)}{E_0} = \frac{\alpha}{1 - e^{-\alpha}} - 1 \qquad (6)$$

unde $\alpha = \frac{U_0}{E_0}$ este coeficientul de utilizare a sursei de tensiune. Remarcăm că $U_0$ intră în expresia căutată numai sub forma $\frac{U_0}{E_0}$.

Evident, este greu de realizat funcția $\psi(\alpha)$ cu mijloace de circuit simple. Vom căuta prin urmare o funcție care să aproximeze suficient de bine pe $\psi(\alpha)$ şi care totodată să fie relativ uşor realizabilă fizic. Pentru aceasta vom dezvolta în serie pe $\psi(\alpha)$ :

$$\psi(\alpha) = \frac{\alpha}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \frac{\alpha^{2n}}{(2n)!}\ (-1)^{n+1},$$

unde

$$B_1 = \frac{1}{6};\ B_2 = \frac{1}{30};\ B_3 = \frac{1}{42};\ B_4 = \frac{1}{40} \ldots\ldots$$

sînt cifrele lui Bernoulli. De unde :

$$\psi(\alpha) = \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha^2}{12} - \frac{\alpha^4}{720} + \frac{\alpha^6}{30.240} \ldots\ldots \qquad (7)$$

Ţinînd seama de (5), (6) şi (7) şi punînd $y = \frac{\Delta t}{\tau}$, intervalul de timp normalizat, rezultă :

$$y = -\ln\left[1 - \frac{\alpha}{1 - \psi(\alpha)}\right] =$$

$$= -\ln\left[1 - \frac{\alpha}{1 + \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha^2}{12} - \frac{\alpha^4}{720} + \ldots.}\right] \qquad (8)$$

Se vede că pentru $\psi(\alpha) = 0$ obţinem expresia bine cunoscută $y = -\ln(1 - \alpha)$ a conversiei fără compensarea neliniarităţii.

Pentru $\psi_1(\alpha) = \lambda \cdot \frac{\alpha}{2}$ avem compensarea de gradul întîi, pentru $\psi_2(\alpha) = \lambda \frac{\alpha}{2} + \mu \frac{\alpha^2}{12}$ compensarea de gradul doi ş.a.m.d.

Introducerea coeficienţilor $\lambda$, $\mu$, . . . . permite, pe de o parte, determinarea valorilor lor optime pentru un criteriu dat de apreciere a liniarităţii, pe de alta, pentru diferitele scheme concrete, studiul influenţei comportării componentelor asupra liniarităţii.

Deosebit de interesant este cazul compensării de gradul întîi, care permite realizarea compensării cu circuite foarte simple. După cum vom vedea aceasta este cazul care corespunde metodei de liniarizare propuse şi analizate în [1] şi [2].

Funcţia care dă legătura între intervalul $\Delta t = t_f - t_i$ obţinut şi tensiunea $U_0$ aplicată în

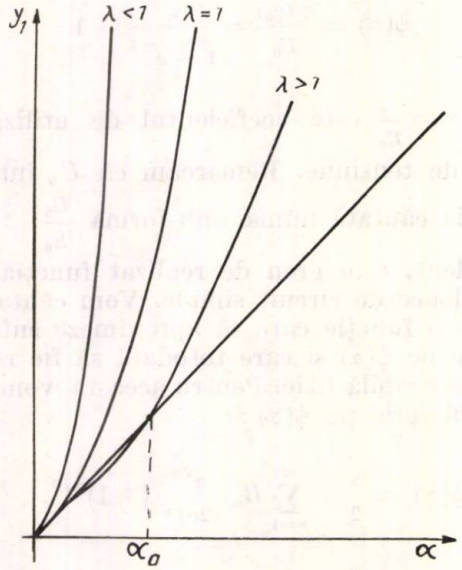



Fig. 2

cazul în care tensiunii constante $E_0$, care se aplică circuitului de integrare, i se adaugă o tensiune de compensare $\frac{\lambda}{2} U_0$, este :

$$y_1 = -\ln\left[1 - \frac{\alpha}{1 + \lambda \frac{\alpha}{2}}\right] \qquad (9)$$

Studiul expresiei (9) arată că pentru $\lambda \leqslant 1$ valorile lui $y_1$ sînt permanent deasupra dreptei $y_1 = \alpha$, iar pentru $\lambda > 1$ încep prin a fi dedesuptul acestei drepte trecînd deasupra de la o anumită valoare $\alpha_a$, (fig. 2). Cu alte cuvinte

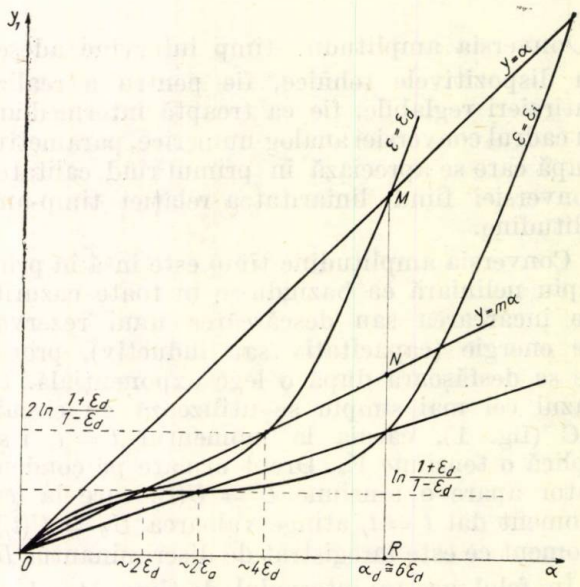



Fig. 3

pentru $\lambda \leqslant 1$ intervalele obţinute sînt mai mari ca cele în cazul transformării ideale, la fel ca în cazul necompensat, cu deosebire că pe măsură ce $\lambda$ se apropie de 1, liniaritatea creşte ; pentru $\lambda > 1$ ele încep prin a fi mai mici, pe urmă devin mai mari, existînd o valoare a lui $\alpha$, $\alpha_a$, pentru care valoarea e nulă. Evident interesant e cazul $\lambda \geqslant 1$. Pentru a uşura studiul vom pune :

$$\lambda = 1 + \varepsilon, \quad 0 \leqslant \varepsilon < 1 \qquad (10)$$

Ţinînd seamă de (10), (9) devine :

$$y_1 = \ln \frac{1 + \varepsilon \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha}{2}}{1 + \varepsilon \frac{\alpha}{2} - \frac{\alpha}{2}} \qquad (11)$$

Punctele caracteristice ale curbei $y = f(\alpha, \varepsilon)$ sînt date în tabela 1 ; în figura 3 sînt reprezentate două curbe, pentru două valori ale lui $\varepsilon$, reprezentarea nefiind făcută la scară, pentru a putea sublinia particularităţile funcţiei.

Presupunînd un $\alpha_d$ maxim dat se poate pune problema determinării lui $\varepsilon$ (deci a lui $\lambda$), astfel ca liniaritatea să fie optimă.

Drept criteriu se poate lua fie *abaterea relativă*

$$\sigma = \frac{\Delta t - \Delta t_i}{\Delta t_i} \qquad (12)$$

*Tabela 1*

| $\alpha$ | $y_1 = \ln \frac{1+\varepsilon\frac{\alpha}{2}+\frac{\alpha}{2}}{1+\varepsilon\frac{\alpha}{2}-\frac{\alpha}{2}}$ | $y'_1 = \frac{1}{(1+\varepsilon\frac{\alpha}{2})^2-\frac{\alpha^2}{4}}$ | $y''_1 = \frac{\frac{\alpha}{2}(1-\varepsilon^2)-\varepsilon}{\left[(1+\varepsilon\frac{\alpha}{2})^2-\frac{\alpha^2}{4}\right]^2}$ |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 | $-\varepsilon$ |
| $\frac{2\varepsilon}{1-\varepsilon^2}$ | $\ln\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}$ | $1-\varepsilon^2$ | 0 |
| $\frac{4\varepsilon}{1-\varepsilon^2}$ | $2\ln\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}$ | 1 | $+\varepsilon$ |
| $\frac{2}{1-\varepsilon}$ | $\infty$ | $\infty$ | $\infty$ |

unde $\Delta t_i$ este intervalul de timp ideal, obţinut în cazul conversiei riguros liniare, fie *abaterea absolută*

$$\delta = \Delta t - \Delta t_i \qquad (13)$$

Pentru ca definirea să fie completă este necesar de determinat şi legea liniară faţă de care se face aprecierea, în figura 3, *dreapta* faţă de care se consideră abaterea.

Să considerăm abaterea relativă, $\sigma_1$ pentru corecţia de gradul întîi :

$$\sigma_{1,m} = \frac{y_1}{m\alpha} - 1 = \frac{1}{m\alpha}\ln\frac{1+\varepsilon\frac{\alpha}{2}+\frac{\alpha}{2}}{1+\varepsilon\frac{\alpha}{2}-\frac{\alpha}{2}} - 1 \qquad (14)$$

unde $m$ este coeficientul unghiular al dreptei ce trece prin origine şi faţă de care se consideră abaterea.

Să începem prin a considera drept dreaptă de referinţă tangenta în origine la curbă, adică dreapta cu $m = 1$. În acest caz

$$\sigma_{1,1} = \frac{1}{\alpha}\ln\frac{1+\varepsilon\frac{\alpha}{2}+\frac{\alpha}{2}}{1+\varepsilon\frac{\alpha}{2}-\frac{\alpha}{2}} - 1 \qquad (15)$$

Din condiţia $\sigma'_{1,1} = 0$ rezută valoarea lui $\alpha$ pentru care $\sigma_{1,1}$ devine maxim, precum şi valoarea acesteia :

$$\alpha_0 = \frac{3\varepsilon}{1-3\varepsilon^2}; \quad \sigma^M_{1,1} = \left|-\frac{3}{4}\varepsilon^2\left(1+\frac{3}{2}\varepsilon^2\right)\right| \qquad (16, 17)$$

În figura 4 este reprezentată dependenţa $\sigma_{1,1} = f(\alpha, \varepsilon)$ (curba 1) unde $\varepsilon$ a fost ales astfel încît în $\alpha_d$, $\sigma_{1=0}$. Notînd această valoare cu $\varepsilon_d$ obţinem :

$$\alpha_d = \frac{6\varepsilon d}{1-6\varepsilon_d^2}; \quad \alpha_0^M = \frac{3\varepsilon d}{1-3\varepsilon_d^2};$$

$$\left|\sigma^M_{II}\right| = \frac{3}{4}\varepsilon_d^2\left(1+\frac{3}{2}\varepsilon_d^2\right) \qquad (18)$$

unde $\sigma_{II}$ este $\sigma_{1,1}$ *maxim*, pentru curba $m=1$.

Se poate pune problema determinării lui $\varepsilon$ astfel ca pentru $\alpha_m$ dat şi $m = 1$ să rezulte $|\sigma^M_{1,1}|$ *minim*. Pentru aceasta este necesar

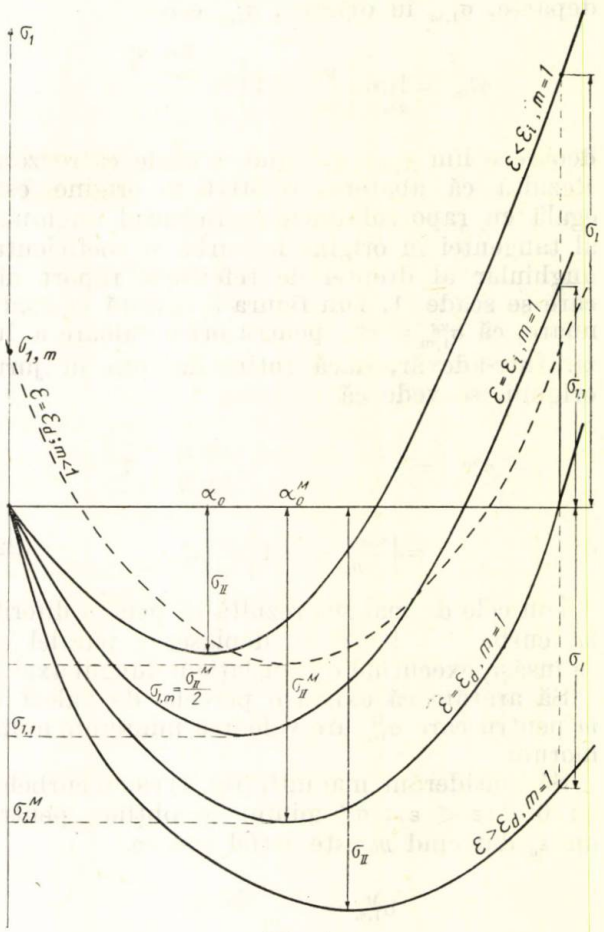



Fig. 4

ca $\varepsilon$ să ia o astfel de valoare încît să avem (fig. 4) :

$$|\sigma^{\alpha_0}_{1,1}| = |\sigma^{\alpha d}_{1,1}| \qquad (19)$$

Făcînd calculele necesare, rezultă

$$\varepsilon_i = 0{,}828\ \varepsilon_d\ (1 - 7\varepsilon_d^2) \qquad (20)$$

iar

$$|\sigma^{\alpha_0}_{1,1}| = |\sigma^{\alpha d}_{1,1}| \cong \frac{3}{4}\varepsilon_i^2 = \frac{3}{4}(0{,}828)^2\varepsilon_d^2 \qquad (21)$$

ceea ce înseamnă o micşorare a valorii maxime a abaterii relative cu circa 30 %. În figura 4 sînt trasate patru curbe $\sigma_{1,1}$ pentru diferiţi $\varepsilon$, curba 2 reprezentînd cazul optim.

Să arătăm însă că se pot obţine liniarităţi mai bune. Intr-adevăr abaterea relativă a fost considerată în raport cu dreapta $y = \alpha\ (m = 1)$. Să căutăm dreapta $y = m\alpha$ faţă de care abaterea relativă să fie, pentru $\alpha_d$ dat, minimum minimorum, şi să determinăm valoarea lui $\varepsilon$ şi-a lui $|\sigma^M_{1,m}|$ în acest caz. Din expresia (14) rezultă că $|\sigma^M_{1,m}|$ are loc pentru

$$\alpha y'_1 - y_1 = 0 \qquad (22)$$

condiție care rezultă din $\sigma'_{1,m} = 0$. Se vede imediat că locul maximului nu depinde de valoarea lui $m$ și deci, pentru $\varepsilon$ dat și diferiți $m$, $|\sigma^M_{1,m}|$ rămîne pe aceiași ordonată. Mai departe, $\sigma_{1,m}$ în origine, $\sigma^0_{1,m}$ este

$$\sigma^0_{1,m} = \lim_{\alpha\to 0}\left[\frac{y_1}{m\alpha} - 1\right] = \frac{\lim\limits_{\alpha\to 0} y'_1}{m} - 1$$

deoarece $\lim y_1 = 0$, cînd $\alpha$ tinde către zero. Rezultă că abaterea relativă în origine este egală cu raportul dintre coeficientul unghiular al tangentei în origine la curbă și coeficientul unghiular al dreptei de referință, raport din care se scade 1. Din figura 3 rezultă în continuare, că $\sigma^{\alpha_d}_{1,m} = \sigma^0_{1,m}$ pentru orice valoare a lui $m$. Într-adevăr, dacă rotim dreapta în jurul originii, se vede că

$$|\sigma^{\alpha_d}_{1,m}| = \left|\frac{y_1^{\alpha_d}}{m\,\alpha_d} - 1\right| = \left|\frac{\overline{MR}}{\overline{NR}} - 1\right| =$$

$$= \left|\frac{\lim\limits_{\alpha\to 0} y'_1}{m} - 1\right| = \sigma^0_{1,m} \qquad (22)$$

Din cele de mai sus rezultă că pentru diferiți $m$, curba $\sigma = f(\alpha, \varepsilon)$ se deplasează paralel cu ea însăși, executînd o translație în lungul axei $y$.

Să arătăm că există o pereche de valori $\varepsilon$, $m$ pentru care $\sigma^M_{1,m}$ are valoarea minimum minimorum.

Să considerăm mai întîi (fig. 4) cazul curbelor cu $0 < \varepsilon < \varepsilon_d$; $\sigma^M_{1m}$ minim se obține, pentru un $\varepsilon_d$ dat cînd $m$ este astfel ales ca

$$\sigma^M_{1,m} = \frac{\sigma_I - \sigma_{II}}{2} =$$

$$= \frac{1}{2}\left\{\frac{1}{\alpha_d}\ln\frac{1 + \varepsilon\frac{\alpha_d}{2} + \frac{\alpha_d}{2}}{1 + \varepsilon\frac{\alpha_d}{2} - \frac{\alpha_d}{2}} - 1 - \frac{3}{4}\varepsilon^2\right\} \qquad (23)$$

unde $\sigma_I$ și $\sigma_{II}$ sînt valorile abaterilor în $\alpha_d$ respectiv $\alpha_0$ pentru $m = 1$ și diferiți $\varepsilon$.

$\sigma_{1,m} = f(\alpha)$, pentru $m$ astfel ales încît să avem abaterea minimă posibilă, este trasată punctat în figura 4.

Într-adevăr orice deplasare din această poziție, datorită variației lui $m$, face ca $\sigma_{1,m}$ să crească în valoare absolută, fie în $\alpha_0$ fie în $\alpha_d$. Mai departe, rezultă că funcția $\sigma^M_{1,m} = \frac{\sigma_I - \sigma_{II}}{2}$ scade continuu de la $\varepsilon = 0$ la $\varepsilon_d$ deoarece în intervalul $0 \leqslant \varepsilon \leqslant \varepsilon_d$ derivata lui $\sigma^M_{1,m}$ în raport cu $\varepsilon$ este negativă. Să arătăm în continuare că pentru $\varepsilon > \varepsilon_d$, $\sigma^M_{1,m}$ începe să crească. Într-adevăr îndată ce $\varepsilon > \varepsilon_d$ pentru a realiza la $\varepsilon$ dat $\sigma^M_{1,m}$ *minim*, e necesar ca să variem pe $m$ în sens invers ca mai înainte, adică să translăm curba în sens invers. Se vede imediat din figura 4 că deplasînd curba în sus, $\sigma_{1,m}$ în $\alpha_0$ scade crescînd în $\alpha = 0$ și în $\alpha_d$. Însă limitarea intervine de astă dată nu în $\alpha_d$ ca mai înainte ci în $\alpha = 0$ deoarece pentru $\varepsilon > \varepsilon_d$ avem $|\sigma^{\alpha_d}_{1,m}| < |\sigma^0_{1,m}|$.

Valoarea optimă se obține, la $\varepsilon$ dat, cînd $|\sigma^M_{1,m}| = \frac{\sigma^M_{II}}{2}$. Aceasta din urmă fiind în intervalul $\varepsilon_d \leqslant \varepsilon < 1$, minimă pentru $\varepsilon = \varepsilon_d$, rezultă că valoarea minimum minimorum o avem pentru $\varepsilon = \varepsilon_d$ și anume calculînd cu (23), $|\sigma^M_{1,m}|_{min.\ min.} \cong \frac{3}{8}\varepsilon_d^2$.

Din cele de mai sus putem conchide: din punct de vedere al obținerii unei neliniarități relative minime valoarea optimă pentru $\varepsilon$ este $\varepsilon_d \cong \frac{\alpha_d}{6}$, abaterea relativă maximă fiind $|\sigma^M_{1,m}|_{minim} \cong \frac{3}{8}\varepsilon_d^{-2}$.

În procente exprimat obținem relația simplă (cu o precizie minim mai bună de 4 %).

$$|\sigma^M_{1,m}|_{minim} = \alpha_d^2$$

*Se vede că pentru o utilizare de 10 % a tensiunii sursei, neliniaritatea e de ordinul 0,01 %, pentru 50 % de ordinul 0,25 %.*

În multe cazuri nu interesează abaterea relativă ci *abaterea absolută maximă* $\delta_{max}$.

O privire aruncată asupra figurii 3, arată imediat că valoarea optimă pentru $\varepsilon$, la un $\varepsilon_d$ dat, este alta de cît în cazul abaterii relative $\sigma$.

În această figură se vede că curba $y_1 = f(\alpha, \varepsilon)$ are un punct de inflexiune în punctul $\alpha_i \cong 2\,\varepsilon$ și că valoarea minimă pentru $\delta_{max}$ se obține dacă luăm abaterea în raport cu dreapta ce trece prin acest punct.

Făcînd calculele necesare rezultă:

$$\varepsilon_a = \frac{\alpha_d}{4}\left(1 - \frac{\alpha_d^2}{12}\right); \qquad \delta_{max} \cong \frac{\varepsilon_a^3}{4} \cong \frac{\alpha_d^3}{256} \qquad (24)$$

în punctele $\alpha_1 \cong 0{,}2\ \alpha_d$ și $\alpha_2 \cong 0{,}8\ \alpha_d$.

Dacă raportăm abaterea absolută maximă la intervalul maxim de lucru, rezultă că aceasta reprezintă $0{,}4\ \alpha_d^2$ %.

(Pentru $\alpha_d = 0{,}1 \sim 4 \cdot 10^{-3}$ %, iar pentru $\alpha_d = 0{,}5 \sim 10^{-2}$ %).

Se vede că s-ar putea obține o micșorare a acestor valori alegînd $\varepsilon$ astfel încît în $\alpha$ să nu avem abatere nulă, ci egală, în valoare absolută cu valorile din punctele $\alpha_1$, $\alpha_2$ (fig. 3). Calculele arată însă că se obține un cîștig ce nu depășește 10 %.

Să arătăm acum că circuitul de liniarizare propuse în [1] și [2] constituie un caz particular al metodei de corecție analizate mai sus.

Circuitul este arătat în figura 5. Tensiunea constantă $E_0$ se aplică la borna rezistenței $R$, iar $U_0$ la borna rezistenței $R'$: folosind formula lui Thévenin se obține circuitul echiva-

lent cu $E_1$ şi $R_1$. Scriind relaţiile pentru circuitul real şi cel echivalent obţinem :

$$\frac{U_0}{q\,E_0} = \left[1 + (1-q)\,\frac{U_0}{q\,E_0}\right]\left[1 - e^{-\frac{\Delta t}{q\,\tau}}\right]$$

$$\frac{U_0}{E_1} = \left[1 + \frac{\lambda}{2}\frac{U_0}{E_1}\right]\left[1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau_1}}\right] \qquad (25)$$

unde $q = \frac{R'}{R+R'}$. Se vede imediat că relaţiile de corespondenţă sînt :

$$\tau = \frac{\tau_1}{q}\,;\quad E_0 = \frac{E_1}{q}\,;\quad \frac{\lambda}{2} = 1 - q\,;\quad \alpha = q\,\alpha_1$$

unde $\alpha_1 = \frac{U_0}{E_1}$. Ţinînd seama şi de $\lambda = 1 + \varepsilon$ obţinem : $q = \frac{1}{2} - \frac{\varepsilon}{2}$. Introducînd pentru $\varepsilon$ valorile optime găsite mai înainte ($\varepsilon_d$ şi $\varepsilon_i$) se găsesc valorile lui $q$ determinate de Iţhoki în [2] cu următoarea menţiune : Iţhoki afirmă în articolul citat că abaterea relativă minimă se obţine pentru $q$ corespunzător lui $\varepsilon_i$. În realitate abaterea relativă minimă se obţine pentru $q$ corespunzător lui $\varepsilon_d$. Neconcordanţa vine de acolo că Iţhoki consideră drept dreaptă de referinţă tangenta la curbă în origine ($m = 1$). De altfel, problema dreptei de referinţă nu se pune deloc nici în [1] nici în [2].

Prin urmare dacă se lucrează cu circuitul de mai sus valoarea optimă este dată de formula (9) din [2]

$$q \cong \frac{1}{2}\left(1 - \frac{\alpha_d}{3} - \frac{\alpha_d^2}{9} - \frac{\alpha_d^3}{27}\right)$$

şi nu de formula (13). Valoarea abaterii este jumătate din cea calculată de Iţhoki pentru dreapta $m = 1$, deci cu circa 20 % mai mică de cît cea dată de formula (13). In fine, trebuie spus că deoarece $q$ are o valoare foarte apropiată de 0,5, utilizarea efectivă a sursei este, în cazul schemei considerate, jumătate din cea maxim posibilă pentru acelaşi $\sigma_1$ admisibil.

Să vedem care este cîştigul în liniaritate ce s-ar putea realiza folosind compensarea de gradul doi, adică realizînd ca funcţie de compensare :

$$\psi_2(\alpha) = \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha^2}{12}$$

(nu am mai considerat coeficienţii $\lambda$ şi $\mu$ deoarece ne interesează doar ordinul de mărime).

Avem :

$$y_2 = -\ln\left[1 - \frac{\alpha}{1 + \psi_2(\alpha)}\right] \qquad (26)$$

Dezvoltînd în serie şi reţinînd primii termeni rezultă :

$$y_2 \cong \alpha\left[1 - \frac{\alpha^4}{720}\right] \text{ şi } \sigma_2 = \left|\frac{y_2}{\alpha} - 1\right| = \frac{\alpha^4}{720} \qquad (27)$$

Rezultă că utilizînd o compensare de gradul doi chiar neoptimalizată se obţine o micşorare a abaterii liniare relative în raport cu compensarea de gradul întîi optimalizată dată de

$$\left|\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right| \cong \frac{\alpha^4}{720}\cdot\frac{100}{\alpha^2} \cong 0{,}14\ \alpha^2 \text{ ori.} \qquad (28)$$

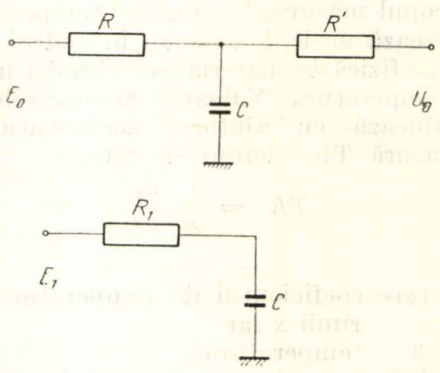



Fig. 5

Cu alte cuvinte pentru $\alpha_d \cong 0{,}1$, neliniaritatea relativă scade de la 0,01 % la circa $10^{-5}$ %, iar pentru $\alpha_d \cong 0{,}5$ la circa $9\cdot10^{-3}$ %. Se vede că această compensare este deosebit de eficientă ea putînd să asigure liniarităţi excepţionale. Două lucruri trebuie însă menţionate :

*a*) în analiza de mai sus nu au fost luate în considerare sursele de neliniaritate secundare, care la valori atît de mici ale neliniarităţii date de conversia însăşi vor limita ele, de sigur, micşorarea neliniarităţii ;

*b*) realizarea funcţiei $\psi_2 = \frac{\alpha}{2} + \frac{\alpha^2}{12}$ înseamnă realizarea [vezi (6) şi (1)] unei tensiuni aplicate circuitului de forma :

$$E = E_0 + \frac{U_0}{12} + \frac{U_0^2}{12\,E_0} \qquad (29)$$

lucru ce nu se poate realiza cu circuite simple.

În concluzie se poate afirma că metoda propusă este extrem de eficientă pentru a realiza conversii amplitudine-timp de mare liniaritate.

În cazul circuitelor simple de compensare liniarităţile ce se obţin sînt cam de acelaşi ordin ca şi în cazul folosirii reacţiei cu avantajul, datorit simplităţii circuitelor, realizări mai comode pentru timpi de conversie de ordinul microsecundelor.

In cazul folosirii compensaţiei de gradul doi se obţin liniarităţi excepţional de bune, circuitele însă nu mai sînt simple.

BIBLIOGRAFIE

[1] BURAKOV, O. N. şi A. M. TIŞENKO — *Liniarizaţia preobrazovania napriajenia vo vremennoi interval*, Radiotehnika (1964), nr. 11, pag. 19—24.

[2] IŢHOKI, I. S. — *Utocinenie analiza rabota liniarizovanovo ustroistvadlia preobrazovania napriajenia vo vremennoi interval*, Radiotehnika (1965) nr. 4, pag. 50—52.

Dr. GYÖRGY ALMÄSSY

# Ferite cu temperaturi Curie coborîte și întrebuințări ale lor

## 1. Introducere

În scopul măsurării și reglării temperaturilor se utilizează acele fenomene, în cadrul cărora o mărime fizică de material se schimbă în funcție de temperatură. Valoarea acestor schimbări se evaluează cu ajutorul coeficientului de temperatură TK, definit de relația

$$TK_x = \frac{1}{X}\,\frac{\partial x}{\partial \vartheta} \qquad (1)$$

unde

$TK_x$ este coeficientul de temperatură a mărimii x iar

$\vartheta$ — temperatura

În tabela 1 se dau coeficienții de temperatură ale cîtorva mărimi fizice.

**Coeficienții de temperatură ale unor mărimi fizice**

*Tabela 1*

| | |
|---|---|
| Coeficientul de dilatare liniară a cuprului | $+ 1{,}65.10^{-5}$ |
| Coeficientul de dilatare volumetrică a mercurului | $+ 1{,}82.10^{-4}$ |
| Coeficientul de dilatare volumetrică a gazului perfect | $+ 3{,}66.10^{-3}$ |
| Coeficientul de temperatură a rezistenței la cupru | $+ 4.10^{-3}$ |
| Coeficientul de temperatură a rezistenței unui termistor de tip T610 de fabricație Tungsram | $+ 4.10^{-2}$ |
| Coeficientul de temperatură a constantei dielectrice a calitului | $+ 1{,}4.10^{-4}$ |
| Coeficientul de temperatură a permitivității magnetice inițiale a unei ferite de tip Maferit | $+ 2.10^{-3}$ |

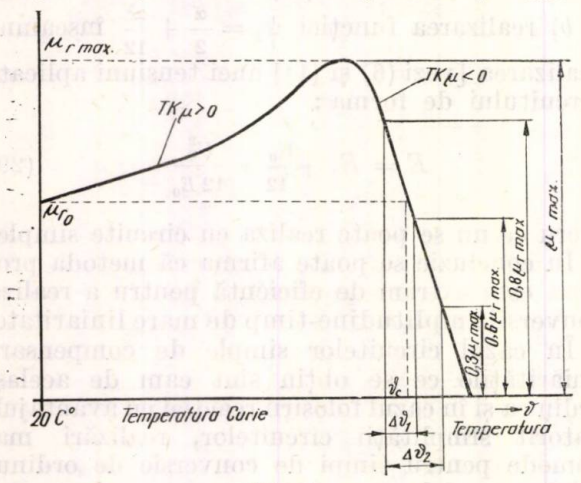



Fig. 1.

Coeficientul de temperatură depinde în general și de valoarea temperaturii. Datele figurate în tabelă se referă la temperatura mediului ambiant de 20 °C.

În scopul măsurărilor de temperatură, cele mai corespunzătoare mărimi fizice sînt acelea, care au coeficientul de temperatură cel mai ridicat.

După cum se știe, permitivitatea relativă inițială a feritelor se schimbă în funcție de temperatură, după o curbă ca cea reprezentată în figura 1. La temperaturi substanțial mai mici decît temperatura Curie ($\vartheta_c$) permitivitatea magnetică inițială relativă crește cu temperatura, deci $TK\mu$ e pozitiv, dar destul de mic. În apropierea temperaturii Curie $TK\mu$ devine mare și de semn negativ. În literatură se definește temperatura Curie, ca fiind acea valoare a temperaturii, peste care proprietățile magnetice ale materialului feromagnetic se transformă în paramagnetice. Această temperatură este însă greu măsurabilă cu exactitate. De aceea, ca punct Curie practic, se consideră acea temperatură, la care permitivitatea magnetică în scădere recapătă valoarea ei măsurată la 20 °C.

Temperatura Curie a feritelor depinde de compoziția lor chimică. La feritele cu mangan și zinc, de exemplu, ea crește cu mărirea conținutului de oxid de fier și scade la îmbogățirea cu oxid de zinc. Este posibil să se obțină ferite cu aceeași temperatură Curie, cu o întreagă gamă de proporții între cei trei oxizi componenți.

Curbele Curie — adică curbele de variație a permitivității inițiale cu temperatura — nu sînt însă identice. Valoarea permitivității inițiale este influențată substanțial nu numai de compoziția chimică a materialului, ci și de structura sa cristalină. Structura cristalină este determinată, pe lîngă calitățile materiilor prime, de toate fazele tehnologice ale procesului de fabricație, în special de temperatura de sintetizare, de atmosfera în care se petrece ea și de condițiile în care se produce răcirea.

În tabela 2 se dau parametrii unei ferite cu temperatura Curie de 70 °C.

**Parametrii unei ferite cu temperatură curie $V_c = 70$ °C**

*Tabela 2*

| $\mu_{r0}$ | $V_c$ °C | $\mu_r\ max$ $\mu_{r0}$ | $\Delta\vartheta_1$ 80-60 % °C | $\Delta\vartheta_2$ 80-30 % °C | $TK\mu_1$ 80-60 % $[°C]^{-1}$ | $TK\mu_2$ 80-30 % $[°C]^{-1}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1400 | 70 | 1,20 | 1 | 2 | 0,30 | 0,35 |

Din datele tabelelor 1 și 2 reiese că $TK\mu$ pe ramura descendentă este cu un ordin de mărime mai mare decît coeficientul de temperatură a rezistenței termistoarelor, care au cele mai adecvate caracteristici pentru măsurarea temperaturilor.

Utilizarea feritelor în acest sens este înlesnită de faptul că prin alegerea adecvată a compoziției, se pot obține ferite cu temperatura Curie dorită, adică porțiunea cu $TK\mu$ ridicat se poate plasa în orice domeniu de temperatură. Limitarea superioară a acestui domeniu este determinată de temperatura Curie a feroferitei, la 575°C.

În cele ce urmează, se dau unele din posibilitățile de întrebuințare ale feritelor cu temperaturi Curie coborîte : reglajul de tem-

peratură al unui termostat, măsurarea radioactivității unui izotop radioactiv, și determinarea puterii radiațiilor electromagnetice.

## 2. Măsurarea temperaturilor

Feritele cu temperaturi Curie coborîte se pot utiliza în multiple feluri pentru reglajul de temperatură. Se poate confecționa o porțiune din circuitul magnetic al unui releu dintr-o ferită cu punct Curie coborît. Dacă temperatura este mult sub temperatura Curie, ferita comportîndu-se ca un bun material feromagnetic, are reductanță magnetică mică; la temperaturi deasupra temperaturii Curie, ferita își pierde propriprietățile magnetice și fluxul din circuitul magnetic scade substanțial. Dacă cîmpul magnetic este produs de un magnet permanent, pentru funcționarea relelului nu mai este necesară vreo sursă exterioară de energie.

O mult mai bună sensibilitate se poate obține în cazul în care variația de temperatură se transformă, cu ajutorul unei ferite cu punct Curie coborît, într-un semnal electric care, după o amplificare corespunzătoare, comandă organul care efectuează reglarea de temperatură. Este posibil să se realizeze scheme în care traductorul de temperatură cu ferită să funcționeze în montaj diferențial și tensiunea de ieșire să îndeplinească funcțiunea de semnal de eroare.

In traductorul de temperatură variațiile de permitivitate ale miezului de ferită influențează asupra inductanței unei bobine. Impedanța variabilă cu temperatura poate comanda frecvența unui oscilator, sau valoarea unei tensiuni sau a unui curent.

În ultimele 2 cazuri sînt posibile 2 soluții: cu autoexcitație, sau cu alimentarea de la un generator exterior.

Schema de principiu al unui termostat cu autoexcitație este dată în figura 2. Amplificato-

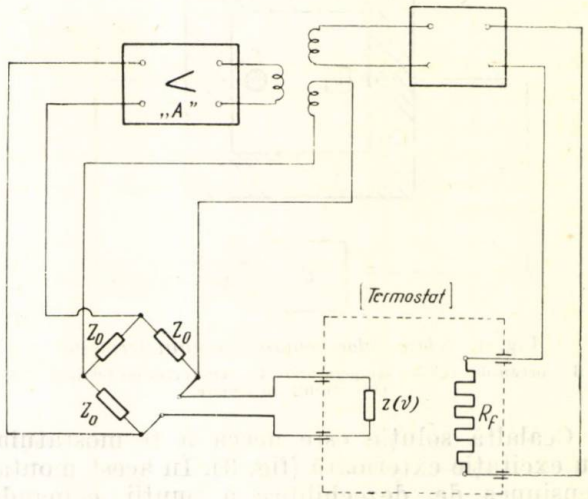



Fig. 2. *Schema-bloc a termostatului cu autoexcitație*

rul $A$ primește o tensiune de reacție prin puntea formată din impedanțele fixe $Z_0$ și din impedanța $Z(\vartheta)$, variabilă cu temperatura. Cît timp puntea este dezechilibrată, amplificatorul cu reacție funcționează ca oscilator și puterea lui de ieșire alimentează rezistența de încălzire a termostatului.

Dacă $Z(\vartheta_c) = Z_0$, atunci în jurul temperaturii $\vartheta_c$ reacția se micșorează, scade și amplitudinea tensiunii de ieșire, și deci se micșorează puterea de încălzire a termostatului.

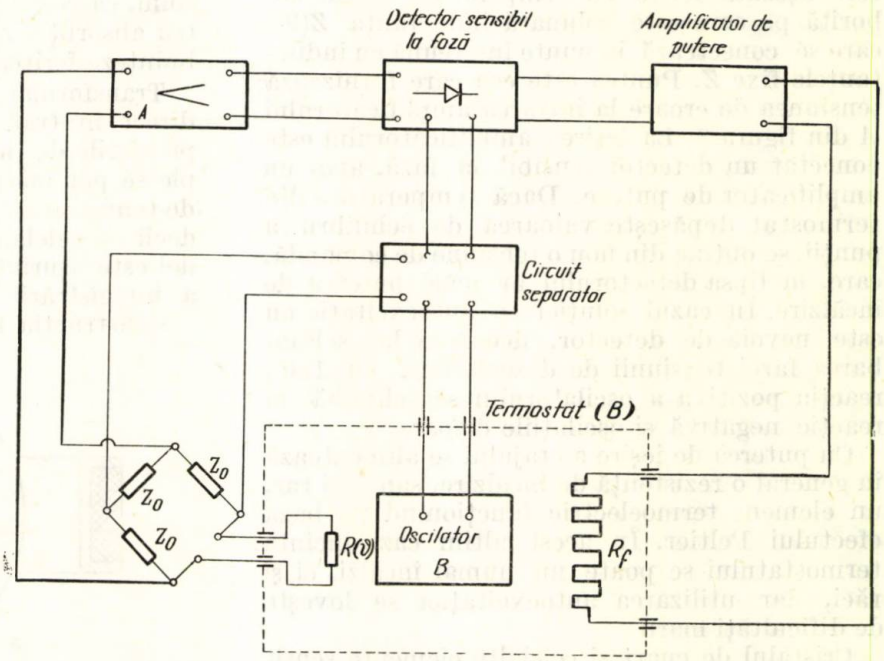



Fig. 3. *Schema principală a termostatului cu excitație exterioară*

Această metodă este simplă, dar are dezavantajul generării de oscilaţii perturbatoare, care în aparatura de telecomunicaţii produc distorsiuni puternice.

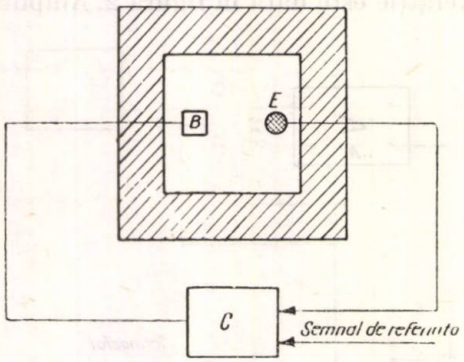



Fig. 4. *Schema-bloc generală a unui termostat:*
B – organ de reglarea temperaturii; E – traductor de temperatură; C – circuit de reglare

Cealaltă soluţie este aceea a termostatului cu excitaţie exterioară (fig. 3). În acest montaj tensiunea de dezechilibru a punţii comandă încălzirea. Tensiunea de alimentare a punţii se obţine de la un oscilator cu cuarţ, plasat chiar în termostat. În acest caz nu mai apar perturbaţiile mai înainte amintite.

În figura 4 se dă schema-bloc generală a unui termostat. În interiorul incintei izolate termic este aşezată ferita cu temperatura Curie coborîtă pe care este bobinată inductanţa $Z(\vartheta)$, care se conectează în punte împreună cu inductanţele fixe $Z$. Puntea este cea care furnizează tensiunea de eroare la intrarea amplificatorului $A$ din figura 3. La ieşirea amplificatorului este conectat un detector sensibil la fază, apoi un amplificator de putere. Dacă temperatura din termostat depăşeşte valoarea de echilibru a punţii, se obţine din nou o tensiune de comandă, care, în lipsa detectorului ar mări puterea de încălzire. În cazul soluţiei cu autoexcitaţie nu este nevoie de detector, deoarece la schimbarea fazei tensiunii de dezechilibru cu 180°, reacţia pozitivă a oscilatorului se schimbă în reacţie negativă şi oscilaţiile dispar.

Cu puterea de ieşire a etajului se alimentează în general o rezistenţă de încălzire, sau mai rar, un element termoelectric funcţionînd pe baza efectului Peltier. În acest ultim caz, incinta termostatului se poate nu numai încălzi, ci şi răci, dar utilizarea autoexcitaţiei se loveşte de dificultăţi mari.

Cristalul de cuarţ şi celelalte elemente sensibile la variaţii de temperatură se pot dispune chiar în incinta termostatului.

### 3. Măsurarea activităţii izotopilor radioactivi

Pentru măsurarea activităţii $\alpha$, $\beta$ şi $\gamma$ a izotopilor radioactivi se cunosc mai multe metode. Această măsurare se poate efectua fie prin comparaţie cu radiaţiile unor surse etalon, fie prin determinarea calorimetrică a energiei emise.

Ca metodă de măsurare care dă valori absolute, se poate considera numai metoda calorimetrică. Avînd în vedere mica variaţie de temperatură produsă de radiaţiile absorbite, realizarea acestei metode se loveşte de mari greutăţi. De aceea, această metodă prezintă precizie bună numai pentru radiaţii puternice. Mărirea sensibilităţii şi a preciziei metodei calorimetrice se poate concepe în primul rînd prin îmbunătăţirea sensibilităţii şi preciziei cu care se efectuează măsurarea variaţiei de temperatură.

Izotopul a cărei activitate se măsoară, se introduce în miezul de ferită adecvat fasonat. Miezul de ferită este introdus într-o bobină. Temperatura mediului în care se plasează miezul se menţine constantă. Radiaţia emisă de izotopul radioactiv aşezat în interiorul miezului de ferită este absorbită de miez şi în consecinţă el se încălzeşte. Din valoarea încălzirii se determină activitatea izotopului. Temperatura mediului înconjurător se alege în aşa fel, încît să fie apropiată de temperatura Curie a feritei, deci încălzirea suplimentară produsă de radiaţia radioactivă să micşoreze în mare măsură permeabilitatea relativă.

Feritele, conţinînd metale grele au o capacitate de absorbţie ridicată. Radiaţiile $\alpha$ şi $\beta$ sînt reţinute chiar şi de feritele de mici dimensiuni, ca cele utilizate în telecomunicaţii. Pentru absorbţia radiaţiilor $\gamma$ este util să se întrebuinţeze feritele cu plumb.

Transformarea energiei radiaţiilor în căldură direct în traductor are avantajul că elimină pierderile de căldură, şi astfel, cu mijloace simple se pot măsura cu aceeaşi precizie diferenţe de temperatură cu un ordin de mărime mai mici decît cu celelalte metode. Alt avantaj al metodei este uşurinţa de realizare a telemăsurării şi a înregistrării procesului de măsurare.

Construcţia traductorului se dă în figura 5.

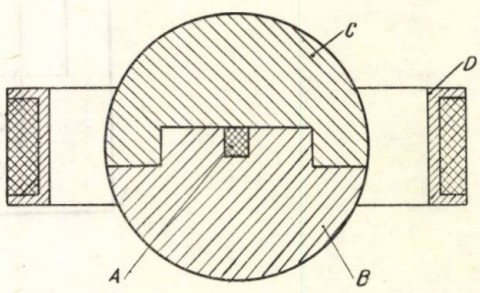



Fig. 5. *Traductor cu ferită cu temperatură Curie coborîtă pentru măsurarea activităţii izotopilor radioactivi*

Izotopul radioactiv $A$ este depus în cavitatea practicată în miezul de ferită $B$. Capacul de ferită $C$ închide cavitatea miezului $B$.

Corpul şi capacul se îmbină astfel, încît între suprafeţele de îmbinare să nu existe prac-

tic scăpări de radiaţie. Piesele $B$ şi $C$ formează totodată şi miezul bobinei $D$.

Cînd corpurile $B$ şi $C$ se încălzesc, inductivitatea bobinei $D$ se schimbă. Din mărimea schimbării, se poate determina radioactivitatea izotopului.

Traductorul se poate etalona cu ajutorul unei mici rezistenţe de încălzire, montată în interiorul corpului de ferită.

## 4. Detector feromagnetic de radiaţii infraroşii

Dependenţa de temperatură a permitivităţii magnetice reprezintă o posibilitate nouă de detectare a oscilaţiilor electromagnetice, în special a celora din domeniul radiaţiilor infraroşii. Radiaţia infraroşie a cărei intensitate se măsoară poate încălzi o ferită, căruia i se va schimba în consecinţă permitivitatea magnetică. Aceasta va atrage după sine o modificare a unei inductanţe. Principiul ce stă la baza funcţionării acestui traductor se poate vedea în figura 6.

Radiaţia infraroşie încălzeşte o mică masă de ferită $C$ cu temperatură Curie coborîtă, avînd permitivitatea magnetică, $\mu(\vartheta)$. Circuitul magnetic este închis de inelul de ferită $D$, cu permitivitatea magnetică ridicată. Se notează cu $A$ secţiunea transversală a feritei cu temperatură Curie coborîtă, şi cu $A_0$ secţiunea inelului; inducţia magnetică în ferita cu punct Curie coborît cu $B$, iar în inel cu $B_0$. În virtutea legii continuităţii fluxului magnetic

$$B_0 = \frac{A}{A_0} B$$

Iar pe baza legii lui Ohm aplicată la circuite magnetice

$$n I = l \frac{A}{A_0} \cdot \frac{B}{\mu_0} + \delta \frac{\beta}{\mu(\vartheta)}$$

Rezultă

$$B = \frac{n I A_0 \mu_0 \mu(\vartheta)}{\delta A_0 \mu_0 + Al. \mu(\vartheta)}$$

unde

$n$ — numărul de spire a bobinei $L$
$I$ — curentul prin bobină
În calcule se neglijează fluxul de scăpări.

Fluxul magnetic din circuit are valoarea

$$\Phi = n B_0 A_0 = n A B = \frac{n^2 I A_0 A \mu_0 \mu(\vartheta)}{\delta A_0 \mu_0 + A l \mu(\vartheta)}$$

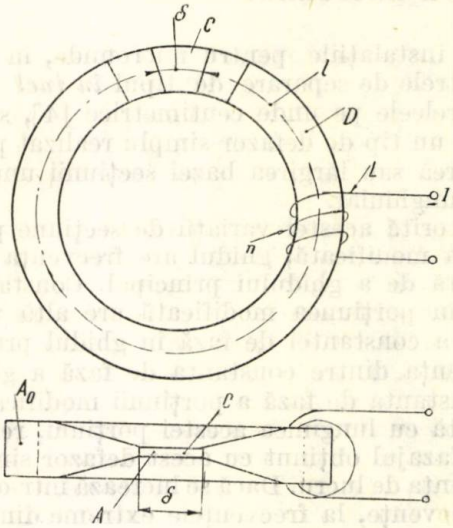



Fig. 6. *Traductor cu ferită cu punct Curie coborît pentru măsurarea intensităţii radiaţiilor infraroşii*

Conform definiţiei inductanţei

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{n^2 A_0 A \mu_0 \mu(\vartheta)}{\delta A_0 \mu_0 + Al. \mu(\vartheta)}$$

$$TK_L = \frac{1}{L} \frac{\partial L}{\partial \vartheta} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial \mu}{\partial \vartheta} \cdot \frac{1}{1 + a\mu}$$

unde

$$a = \frac{Al}{\delta A_0 \mu_0}$$

Sub influenţa energiei captate de la radiaţia infraroşie ferita se încălzeşte.

În scopul măririi sensibilităţii indicatorului este util ca radiaţia infraroşie să se moduleze în intensitate, prin mijloace mecanice.

Pentru realizarea detectorului descris, cea mai adecvată ferită este aceea care are temperatura Curie în jurul temperaturii camerei, are permeabilitate iniţială mare şi variaţia permeabilităţii cu temperatura este liniară şi rapidă. Aceste calităţi se pot obţine cu ferite special concepute.

Conf. Ing. GEORGE RULEA

# Calculul unui defazor simplu pentru microunde

În instalațiile pentru microunde, în special în filtrele de separare de tipul *în inel* pentru radioreleele pe unde centimetrice [4], se utilizează un tip de defazor simplu realizat prin îngustarea sau lărgirea bazei secțiunii unui ghid dreptunghiular.

Datorită acestei variații de secțiune pe porțiunea modificată, ghidul are frecvența critică diferită de a ghidului principal. Constanta de fază în porțiunea modificată are altă valoare decît a constantei de fază în ghidul principal. Diferența dintre constanta de fază a ghidului și constanta de fază a porțiunii modificate, înmulțită cu lungimea acestei porțiuni, reprezintă defazajul obținut cu acest defazor simplu la frecvența de lucru. Dacă se lucrează într-o bandă de frecvențe, la frecvențele extreme din bandă va rezulta o abatere $\Delta\varphi$ de la defazajul $\varphi$, obținut la frecvența centrală de lucru.

## 1. Alegerea dimensiunilor defazorului

Se consideră un ghid dreptunghiular în care se propagă unda $H_{10}$. Baza secțiunii ghidului este $a_1$, iar baza secțiunii porțiunii modificate este $a_2$. Frecvențele critice corespunzătoare sînt $fc_1$ și $fc_2$. Fie $l$ lungimea pe care se realizează modificarea secțiunii și $\varphi$ defazajul necesar la frecventa de lucru $f_0$, în mijlocul benzii de frecvență transmise.

Constantele de fază în ghid și pe porțiunea modificată sînt respectiv :

$$\beta_1 = \beta_0\sqrt{1-\xi_1^2} \tag{1}$$

$$\beta_2 = \beta_0\sqrt{1-1\xi_2^2} \tag{2}$$

unde :

$$\xi_1 = \frac{fc_1}{f_0}\ ;\quad \xi_2 = \frac{fc_2}{f_0}\ .$$

Se consideră cazul :

$$fc_2 > fc_1\,, \tag{3}$$

adică :

$$\xi_2 > \xi_1 \tag{4}$$

și

$$\beta_2 < \beta_1 \tag{5}$$

sau

$$\beta_2 l < \beta_1 l \tag{5a}$$

Diferența dintre cele două defazaje $\beta_1 l$ și $\beta_2 l$ la frecvența de lucru, în mijlocul benzii este $\varphi$ :

$$\sqrt{1-\xi_1^2} - \frac{\varphi}{\beta_0 l} = \sqrt{1-\xi_2^2}. \tag{6}$$

În această ecuație se consideră, ca și mai jos, că necunoscutele sînt $fc_2$ și $l$, sau parametrii ce le conțin. Celelalte mărimi se consideră date.

Fie $f_M$, frecvența maximă din banda de frecvență transmisă. La cele două frecvențe $f_0$ și $f_M > f_0$, defazajele vor fi respectiv :

$$\varphi = \beta_0 l\,(\sqrt{1-\xi_1^2} - \sqrt{1-\xi_2^2}) \tag{7}$$

$$\varphi_M = \beta_{0M} l(\sqrt{1-\xi_{1M}^2} - \sqrt{1-\xi_{2M}^2}) \tag{8}$$

unde :

$$\xi_{1M} = \frac{fc_1}{f_M} \text{ și } \xi_{2M} = \frac{fc_2}{f_M}.$$

Abaterea de la defazajul $\varphi$, corespunzător frecvenței centrale, va fi :

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_M, \tag{9}$$

adică, introducînd relațiile (7) și (8) în (9) și notînd $\frac{f_0}{f_M} = r_f$, rezultă :

$$\frac{\Delta\varphi}{l} = \beta_{0M}(\sqrt{1-r_f^2\xi_2^2} - \sqrt{1-r_f^2\xi_1^2} + r_f\sqrt{1-\xi_1^2} - r_f\sqrt{1-\xi_2^2}). \tag{10}$$

Se introduc notațiile :

$$\lambda_r = \frac{\varphi}{\beta_0 l} = \frac{\lambda_0}{l}\cdot\frac{\varphi}{2\pi}$$

sau :

$$l = \frac{\lambda_0}{\lambda_r}\cdot\frac{\varphi}{2\pi}$$

$$A_1 = \sqrt{1-\xi_1^2} \text{ și } A_{1M} = \sqrt{1 r_f^2 \xi_1^2}$$

$$x = \sqrt{1-\xi_2^2}\ ;\ A_1 > x > 0 \text{ și } \xi_2^2 = 1 - x^2 \tag{11}$$

$$r_\varphi = \frac{\Delta\varphi}{\beta_{0M} l}$$

unde $x$ (respectiv $fc_2$) și $\lambda_r$ (respectiv $l$) sînt necunoscute, iar celelalte mărimi sînt date.

Cu aceste notații, ecuațiile (6) și (10) devin :

$$A_1 - \lambda_r = x \tag{12}$$

$$r_\varphi = r_f\ A_1 - A_{1M} - r_f\ x + \sqrt{1 - r_f^2\ (1-x^2)}. \tag{13}$$

Ținîndu-se seama de legătura dintre $\lambda_r$ și $r_\varphi$ și eliminîndu-se $l$ dintre ele, se obține :

$$r_\varphi = \frac{\Delta\varphi}{\varphi}\cdot\ \lambda_r\cdot r_f\,. \tag{14}$$

Se înlocuiește această valoare în (13), introducînd valoarea mărimii $\lambda_r$ din (12) și se notează :

$$a = A_{1M} - \left(1 - \frac{\Delta\varphi}{\varphi}\right) r_f\ A_1\,; \tag{15}$$

$$b = r_f\left(1 - \frac{\Delta\varphi}{\varphi}\right). \tag{16}$$

Se obține ecuația :

$$a + bx = \sqrt{1-(1-x^2)\,r_f^2}, \tag{17}$$

care are pentru $x$ soluția :

$$x = \frac{a\,b - \sqrt{a^2 r_f^2 - (r_f^2 - b^2)(1-r_f^2)}}{r_f^2 - b^2}. \tag{18}$$

Întrucît este necesar ca $x$ să îndeplinească condițiile :

$$A_1 > x > 0,$$

se deduc o serie de criterii ce trebuie respectate pentru alegerea datelor. Astfel, pentru $x > 0$, este necesar ca :

$$a^2 r_f^2 + (b^2 - r^2 - r_f^2)(1 - r_f^2) > 0, \quad (19)$$

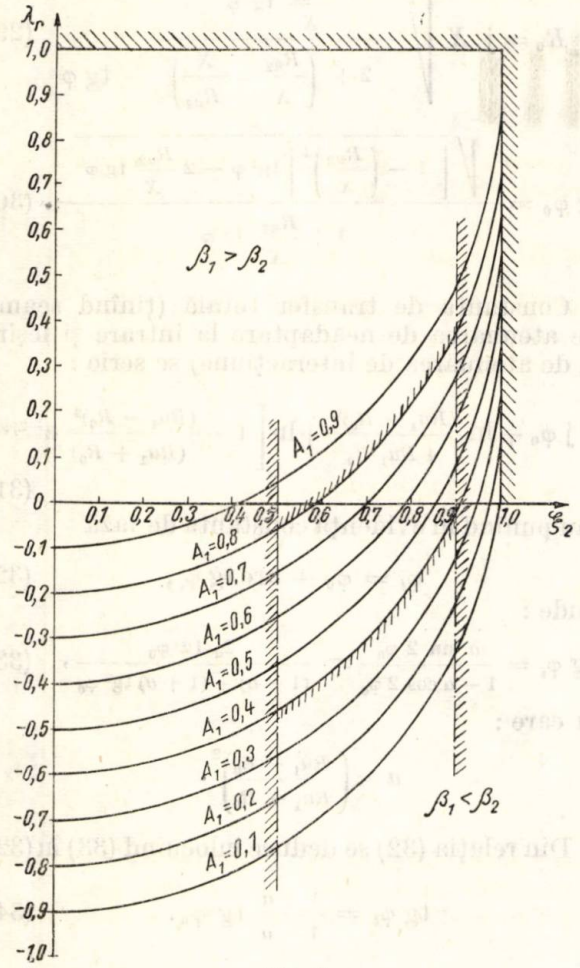



Fig. 1

iar de aici se deduce că :

$$1 - r_f^2 > a^2. \quad (20)$$

Din condiţia $A_1 > x$ rezultă :

$$[A_1(b^2 - r_f^2) + ab]^2 - a^2 r_f^2 + (b^2 - r_f^2)(r_f^2 - 1) > 0. \quad (21)$$

Dacă datele cu care se porneşte la determinarea dimensiunilor defazorului satisfac condiţiile (20 şi (21), se poate determina, cu ajutorul formulei (18), care este valoarea mărimii $x$ şi deci baza secţiunii ghidului pe porţiunea îngustată :

$$a_2 = \frac{\lambda_{c2}}{2} = \frac{c}{2fc_2}.$$

unde $c$ este viteza luminii în spaţiul liber.

O dată determinată mărimea $x$, pe baza relaţiei (12), se poate calcula lungimea porţiunii de ghid îngustate.

## 2. Determinarea grafică a dimensiunilor defazorului

Ecuaţia (12) se poate scrie şi sub forma :

$$\xi_2^2 + (\lambda_r - A_1)^2 = 1, \quad (22)$$

care pune în evidenţă, în sistemul de axe de coordonate $\xi_2$, $\lambda_r$, cercuri cu centrul în punctul de coordonate $O, A_1$ ($A_1$ ia valori diferite ca parametru) şi de rază unitate.

Aceste cercuri formează o diagramă $\xi_2$, $\lambda_r$ cu parametrul $A_1$, cu care se poate ca, la un defazaj dorit, să se determine lungimea defazorului, dacă baza secţiunii îngustate $a_2$ a fost aleasă. Diagrama arcelor de cercuri exprimate prin ecuaţia (22) este prezentată în figura 1.

Se constată că diagrama are două regiuni :

*a*) o regiune $\beta_1 > \beta_2$, corespunzătoare la $\lambda$ pozitiv, adică ghidul defazor se obţine prin îngustare şi unda întîrzie în el mai puţin decît în ghidul normal ;

*b*) o regiune $\beta_1 < \beta_2$, corespunzătoare la $\lambda_r$ negativ, adică ghidul defazor se obţine prin lărgire şi unda întîrzie în el mai mult decît în ghidul normal.

După cum se ştie [6], în ghidurile dreptunghiulare în care se propagă unda $H_{10}$ se utilizează $\xi$ cuprins între 0,5 şi 0,9 ; sub 0,5 apare modul superior $H_{20}$, iar peste 0,9 se produce variaţia rapidă a puterii transmise. Aceste considerente impun valori cuprinse între aceste limite pentru $\xi_1$ şi $\xi_2$, ceea ce duce la zona de lucru prezentată în diagramă.

## 3. Calculul defazajului în cazul neadaptării

În prezentarea de mai sus, s-a considerat că porţiunea de ghid cu baza secţiunii micşorată sau mărită ar fi adaptată la capete. În acest caz, este necesar să se ia în considerare defazajul introdus de porţiunile de adaptare. În cele ce urmează, se va analiza cazul prezenţei saltului de secţiune, adică al neadaptării. Saltul de secţiune prin mărirea sau micşorarea bazei este echivalent cu o reactanţă pură [1], [5].

Considerînd impedanţa de undă a ghidului cu secţiunea modificată $Ru_2$, iar a ghidului principal $Ru_1$, reactanţa introdusă de saltul de secţiune j $X$ şi defazajul pe porţiunea de ghid modificată, de lungime $l$, $\varphi = \beta_2 l$, schema echivalentă cu constante concentrate a sistemului [2] de defazare se reprezintă ca în figura 2.

Această schemă se poate reprezenta sub forma din figura 3 dacă se consideră impedanţa echivalentă a rezistenţei $Ru_1$ şi a reactanţei j$X$, $Z = \frac{j X Ru_1}{Ru + jX}$ şi se aplică teorema lui Thévenin la bornele $a\ a'$.

Tensiunea echivalentă $U_e$ are valoarea :

$$U_e = \frac{U_G}{Ru_1 + jX} \mathrm{j} X = U_G \frac{Z}{Ru_1}. \quad (23)$$

Folosind matricile $An_{24}$ ale cuadripolilor 1, 2 şi 3, se deduce matricea $A$ a sistemului [3] :

$$\|A\| = \begin{Vmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} A & B \\ C & D \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z} & 1 \end{Vmatrix} \quad (24)$$

de unde se deduce :

$$\frac{U_e}{U_2} = A + \frac{B}{Z} + Z_0 + D, \qquad (25)$$

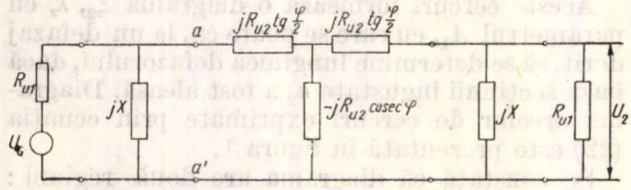


Fig. 2

în care :

$$a = \cos\varphi\,;\quad B = jR_{u2}\sin\varphi\,;\quad C = j\frac{\sin\varphi}{R_{u2}}\,;\quad D = \cos\varphi.$$

Înlocuind tensiunea echivalentă $U_e$ în funcţie de $U_G$ şi punînd în evidenţă constanta de

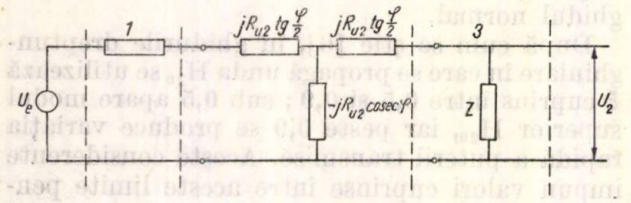


Fig. 3

fază $\varphi_t$, partea imaginară a constantei de transfer $\theta$, dedusă din factorul de transfer $e^{\theta} = K = \left|\frac{U_G}{U_e}\right| \varphi_t$.

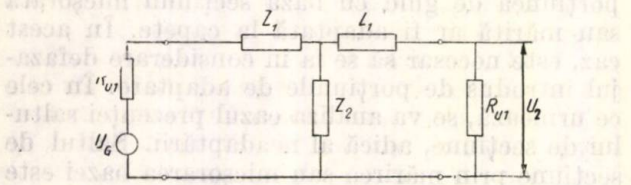


Fig. 4

rezultă :

$$\operatorname{tg}\varphi_t = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_1 R_2}{X^2} + \frac{R_1}{R_2}\right)\operatorname{tg}\varphi - 2\frac{R_1}{X}}{2\left(1 + \frac{R_2}{X}\operatorname{tg}\varphi\right)}. \qquad (26)$$

Acelaşi rezultat se obţine dacă se modifică schema din figura 2, sub forma prezentată în figura 4.

Utilizînd matricile $A$ pentru cuadripolii corespunzători ghidului modificat şi discontinuităţilor de secţiune şi trecînd la matricea $Z$, se obţine :

$$Z_1 = j\,\frac{X\left(\cos\varphi - 1 + \frac{R_{u2}}{X}\sin\varphi\right)}{2\cos\varphi + \left(\frac{R_{u2}}{X} - \frac{X}{R_{u2}}\right)\sin\varphi} \qquad (27)$$

$$Z_2 = j\,\frac{X}{2\cos\varphi + \left(\frac{R_{u2}}{X} - \frac{X}{R_{u2}}\right)\sin\varphi}, \qquad (28)$$

iar impedanţa caracteristică şi constanta de transfer a cuadripolului cu elementele $Z_1$, $Z_2$ va fi :

$$R_0 = j\,X\sqrt{\frac{\frac{R_{u2}}{X}\operatorname{tg}\varphi}{2 + \left(\frac{R_{u2}}{X} - \frac{X}{R_{u2}}\right)} - \operatorname{tg}\varphi} \qquad (29)$$

$$\operatorname{tg}\varphi_0 = \frac{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{R_{u2}}{X}\right)^2\right]\operatorname{tg}^2\varphi - 2\frac{R_{u2}}{X}\operatorname{tg}\varphi}}{1 + \frac{R_{u2}}{X}\operatorname{tg}\varphi}. \qquad (30)$$

Constanta de transfer totală (ţinînd seama de atenuarea de neadaptare la intrare şi ieşire şi de atenuarea de interacţiune) se scrie :

$$\theta_t = j\,\varphi_0 + \ln\frac{(Ru_1 + R_0)^2}{4\,Ru_1\,R_0} + \ln\left[1 - \frac{(Ru_1 - R_0)^2}{(Ru_1 + R_0)}\,e^{-2j\varphi_0}\right] \qquad (31)$$

sau punînd în evidenţă constanta de fază

$$\varphi_t = \varphi_0 + \operatorname{arc\,tg}\varphi_i, \qquad (32)$$

unde :

$$\operatorname{tg}\varphi_i = \frac{a\sin 2\varphi_0}{1 - a\cos 2\varphi_0} = \frac{2a\operatorname{tg}\varphi_0}{(1-a) + (1+a)\operatorname{tg}^2\varphi_0}, \qquad (33)$$

în care :

$$a = \left(\frac{Ru_1 - R_0}{Ru_1 + R_0}\right)^2.$$

Din relaţia (32) se deduce înlocuind (33) în (32)

$$\operatorname{tg}\varphi_t = \frac{1+a}{1-a}\operatorname{tg}\varphi_0. \qquad (34)$$

Dacă în ecuaţia (34) se introduc valorile $\operatorname{tg}\varphi_0$ din (30), iar în $a$ valoarea $R_0$ din (29), rezultă relaţia (26). Atenuarea totală în cazul neadaptării rezultă din (31) sau din (25) sub forma :

$$\alpha = 20\ln\left(1 + \frac{Ru_2}{X}\operatorname{tg}\varphi\right) + 20\log\frac{\cos\varphi}{\cos\varphi_t}, \qquad (35)$$

nivelul de referinţă fiind cel de la adaptare.

BIBLIOGRAFIE


[1] LEWIN, L. *Advanced Theory of Waveguide.* Londra. 1951 (traducere din limba rusă), Moscova, 1954, pag. 117—143.

[2] ALMASSY, GYÖRGY. *Mikrohullamu meromuszerek és Meresek*, Budapesta, Muszoki Konyvkiado, pag. 180.

[3] CARTIANU, Gh. *Bazele Radiotehnicii.* Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1962, pag. 140.

[4] CLEMENT, M. *Étude et réalisation d'aiguillages par filtres en anneaux pour faisceaux hertziens.* L'Onde electrique, Paris, 1959, nr. 384, Mars, pag. 175—179.

[5] FELDŞTEIN, A. L. , A. R. IAVICI, V. P. SMIRNOV. *Spravocinik po elementam volnovodnoi tehniki*, Moscova, Gosenergoizdat, 1963, pag. 193—195.

[6] SIRMAN, I. D. *Radiovolnovodi i obëmnie rezonatorl.* Moscova, Sviazizdat, 1959, pag. 144—150.

Ing. HEINRICH SINNREICH

# Metodă unitară de determinare a stabilității oscilatoarelor în punte

## Introducere

În toate tipurile de aparataje de telecomunicații sînt folosite oscilatoare cărora li se impun condiții riguroase în ceea ce privește stabilitatea de frecvență și de amplitudine, deoarece în majoritatea cazurilor această stabilitate determină alți parametri esențiali ai aparatajului.

În prezent există o literatură vastă despre oscilatoare, unde sînt tratate o mare varietate de scheme de oscilatoare. Se poate face următoarea critică unor scheme curente din literatura recentă cît și modului de tratare cantitativ :

Referitor la scheme :

— Oscilatoarele $R$ $C$ cu circuit de defazare sau rețele în dublu $T$ și $T$ podit necesită o amplificare minimă pentru menținerea oscilațiilor. Există o contradicție între condiția de a avea un grad sigur de amorsare pe de o parte și distorsiunile neliniare și stabilitatea frecvenței pe de altă parte. Aceste oscilatoare precum și oscilatoarele $L$ $C$ de tip Hartley, Colpits, cu transformator inversor și Clapp realizează limitarea amplitudinii prin neliniaritatea elementului amplificator din care cauză amplitudinea oscilațiilor variază cu tensiunea de alimentare și parametrii amplificatorului [6]. În joasă frecvență materialul universal folosit în prezent pentru bobine sînt feritele care au o dependență însemnată a inductanței de tensiunea aplicată. Oscilatoarele $L$ $C$ cu ferite sînt stabile în frecvență numai dacă există o stabilizare riguroasă a amplitudinii. Oscilatoare stabile în frecvență și amplitudine cu limitatoare de amplitudine și reacție negativă sînt descrise în [9].

Referitor la proiectare :

— În literatură se acordă atenție determinării condiției de oscilație în regim liniar și calculului elementelor schemei. Totuși, în multe cazuri, din cauza regimului neliniar pronunțat, calculele indicate nu permit proiectantului să cunoască performanțele principale ale oscilatorului și anume stabilitatea de frecvență și amplitudine. Excepție fac oscilatoarele cu punte Meacham și Wien care au fost excelent tratate în [2] și [3].

Oscilatoarele în punte tratate în articolul de față nu prezintă nici unul din inconvenientele indicate mai sus, fiind cele mai stabile oscilatoare electronice cunoscute în prezent în joasă frecvență. În lucrarea de față tratarea lor se face în mod unitar cu ajutorul mărimii denumite *abaterea complexă*:

$$\delta = \frac{dr}{r_0} + j\, b\, \frac{df}{f_0} \qquad (1)$$

în care :

$\frac{df}{f_0}$ este abaterea frecvenței oscilatorului față de frecvența proprie $f_0$ a circuitului selectiv,

$\frac{dr}{r_0}$ — abaterea rezistenței variabile cu mărimea semnalului de la valoarea $r_0$ care echilibrează puntea. Această abatere caracterizează stabilitatea amplitudinii $U$ prin intermediul funcției $r\,(U)$.

$b = \pm 2$ Q pentru circuite selective $LC$ și cu cuarț și $b = 1$ pentru circuit $RC$ în punte Wien.

Abaterea complexă se calculează în funcție de parametrii schemei și puterea de ieșire.

Abaterea frecvenței din (1) nu este identică cu stabilitatea oscilatorului ci caracterizează calitățile schemei. Instabilitatea frecvenței are două componente : variațiile abaterii de frecvență cu regimul de funcționare al oscilatorului și variațiile frecvenței proprii de rezonanță a circuitului selectiv. Stabilitatea proprie a circuitului selectiv nu se tratează deoarece depășește cadrul lucrării de față. Se remarcă numai faptul că datorită puterilor mici și a amplitudinii stabilizate rezonatoarele de cuarț și bobinele cu miez lucrează în condiții optime în oscilatoarele în punte.

## 2. Expunerea metodei

2.1. *Schema de referință.* În figura 1 este arătată schema de principiu al unui oscilator în punte.

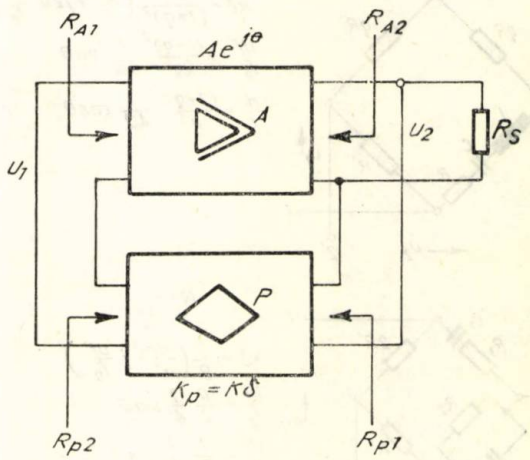



Fig. 1. *Schema de principiu a unui oscilator în punte*

Puntea $P$ are una din schemele din figura 2 și conține un circuit selectiv $RC$, $LC$ sau rezonator cu cuarț care determină frecvența $f_0$ de echilibrare a punții precum și o rezistență variabilă cu semnalul $R$ $V$ $S$ a cărei valoare nominală determină echilibrarea punții la frecvența

$f_0$. Puntea lucrează aproape de echilibru, avînd o atenuare mare $K_p$ care este compensată de amplificarea $Ae^{j\Theta}$ a amplificatorului. Se constată (vezi anexa I) că la toate punţile, $K_p$ se poate pune sub forma :

$$K_p \approx K\delta \qquad (2)$$

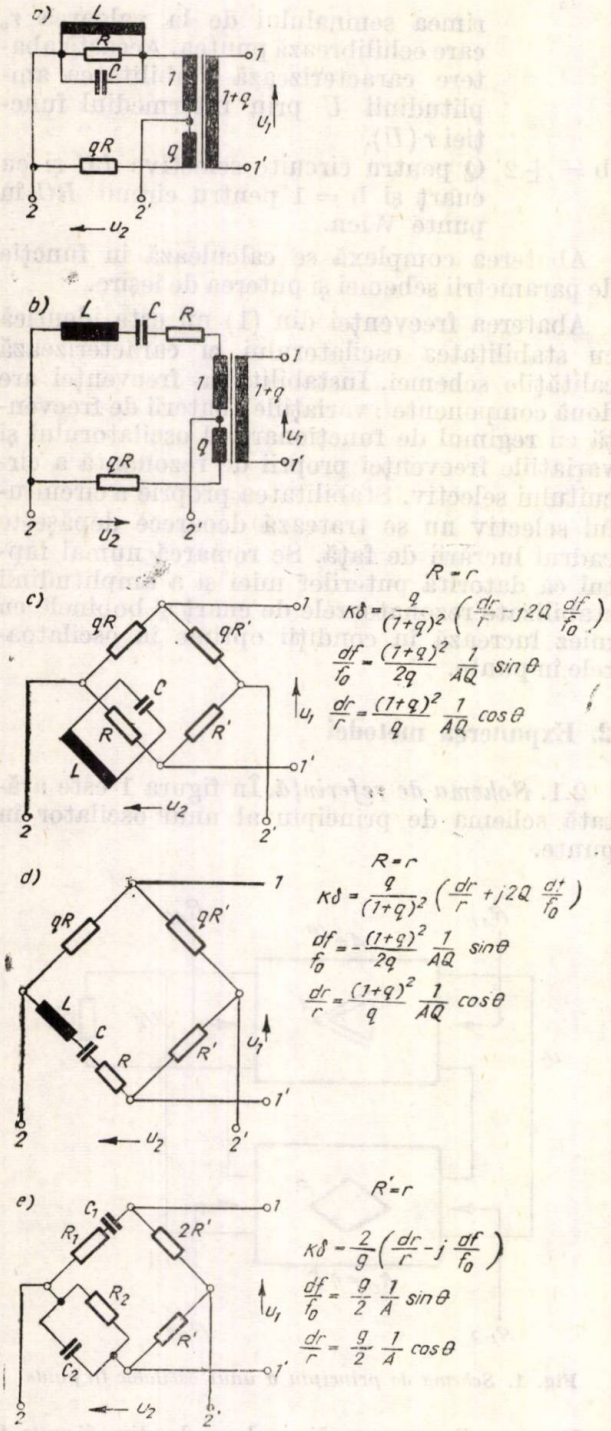



Fig. 2. *Tipuri de punţi pentru oscilatoare*

în care $K$ depinde de tipul punţii, fiind indicat în figura 2. Din condiţia de oscilaţie în regim liniar :

$$T = K\,\delta\,Ae^{j\Theta} = 1 \qquad (3)$$

rezultă mărimea abaterii complexe :

$$\delta = \frac{dr}{r_0} + jb\frac{df}{f_0} = \frac{1}{K_p\,Ae^{j\theta}} = \frac{1}{AK_p}\cos\theta - j\,\frac{1}{AK_p}\sin\theta \qquad (4)$$

şi abaterile maxime de frecvenţă şi rezistenţă :

$$\left|\frac{dr}{r_0}\right| \leqslant \frac{1}{|AK_p|}\,; \quad \left|\frac{df}{f_0}\right| \leqslant \frac{1}{|A\,b\,K_p|} \qquad (5)$$

Se constată că principial aceste abateri pot fi făcute arbitrar de mici mărindu-se amplificarea.

2.2. *Influenţa puterii de ieşire.* În cazul cel mai frecvent cînd amplificatorul $A$ are la ieşire un tub cu catoda la masă sau un tranzistor cu emitorul la masă şi sarcina $Rs$ în paralel, cîştigul în buclă $T$ este proporţional cu $R'_{p1} = \frac{R_s\,R_{p1}}{R_s + R_{p1}}$, existînd şi o abatere $\delta$.

Dacă $Rs$ este deconectat atunci $T$ este proporţional cu $R_{p1}$, pe care amplificatorul debitează puterea $P_0$, existînd abaterea $\delta_0$. Făcînd raportul abaterilor cu şi fără sarcină, rezultă :

$$\frac{\delta}{\delta_0} = \frac{T_0}{T} \approx 1 + \frac{P_s}{P_0} \qquad (6)$$

deoarece amplitudinea tensiunii $U_s$ fiind stabilizată practic nu variază cu sarcina. Prin urmare abaterea este o funcţie liniară de putere $P_s$ debitată pe sarcina $R_s$.

2.3. *Calculul amplificării.* În relaţiile (4) şi (5) intervine amplificarea $A$ cu amplificatorul avînd sarcină $R_{p1} \| R_s$ şi puntea avînd sarcină impedanţa de intrare a amplificatorului $R_{A1}$.

În general, calculul exact al cîştigului este laborios, însă pentru amplificare mare (atenuare mare a punţii) se poate face aproximaţia :

$$A \approx A_u \frac{R'_{p1}}{R'_{p1} + R_{A2}} \cdot \frac{R_{p2}}{R_{p2} + R_{A1}} \qquad (7)$$

unde

$Au$ — amplificarea de tensiune în gol ($R'_{p1} = \infty$)

în care se consideră că $R_{p1}$ nu depinde de $R_{A1}$ şi $R_{p2}$ nu depinde de $R_{A2}$. Cu aproximaţia (7) s-au calculat abaterile din figura 2.

2.4. *Verificarea regimului liniar.* Pentru oscilatoarele $L\,C$ şi cu cuarţ formulele din figura 2 dau abateri de frecvenţă atît de mici încît este necesar să se verifice dacă distorsiunile neliniare sînt suficient de mici ca să nu determine abateri de frecvenţă mai mari decît cele calculate pentru regimul liniar.

Dacă se notează cu $m_k$ distorsiunea de ordinul $k$ în tensiune şi cu $n_k$ distorsiunea în curent

atunci la un oscilator cu circuit serie avînd un factor de calitate $Q$ rezultă [4]:

$$\frac{df}{f_0} = -\frac{1}{2}\sum_{2}^{\infty}(k^2-1)\,n_k^2 = -$$

$$-\frac{1}{2Q^2}\sum_{2}^{\infty}\frac{k^2}{k^2-1}\,m_k^2 \approx -\frac{1}{2Q^2}\,m^2 \qquad (8)$$

$m$ fiind gradul total de distorsiune în tensiune.

În mod similar pentru un oscilator cu circuit derivaţie

$$\frac{df}{f_0} = -\frac{1}{2}\sum_{2}^{\infty}(k^2-1)m_k^2 = -\frac{1}{2Q^2}\sum\frac{k^2}{k^2-1}\,n_k^2 \qquad (9)$$

Dacă amplificatorul este de bandă largă atunci distorsiunile sînt reduse datorită faptului că pentru armonicile lui $f_0$ reacţia în buclă din figura 1 este negativă. Dacă amplificatorul este selectiv, distorsiunile sînt de asemenea atenuate.

### 3. Discutarea rezultatelor

Din comparaţia abaterilor de frecvenţă la diferitele tipuri de punţi din figura 2 se constată că puntea cu transformator are cea mai mică abatere şi pentru $q = 1$ faţă de aceasta puntea cu rezistenţe are aceiaşi abatere, iar puntea $RC$-Wien, abaterea de circa $\frac{9}{4}\,Q$ ori mai mare la acelaşi cîştig $A$.*). Dacă amplificarea are defazaj nul (sau 180°) abaterea este nulă la toate tipurile de punţi. Defazajul nul este dificil de obţinut numai la puntea Wien, la care $R_{p1}$ şi $R_{p2}$ au componentă reactivă însemnată.

Cu toate că principial se poate folosi fie circuit $L\ C$ serie, fie paralel, rezistenţa circuitelor $L\ C$ serie este prea mică pentru a fi utilizabilă. În locul acestora servesc rezonatoarele cu cuarţ tip serie cu rezistenţă de rezonanţă de ordinul de mărime 0,1 — 1 k Ω. Circuitele $L\ C$ paralel cu prize pe bobină permit în schimb transformări de impedanţă convenabile.

Performanţele oscilatoarelor în punte se ilustrează cu următoarele exemple numerice:

— Punte Meacham. Fie amplificatorul cu $Au = 400 \pm 10\,\%$ şi sin $\theta = 0{,}1$ ($\theta = 6°$) cuarţul avînd $Q = 100\,000$, raportul punţii fiind $q = 1$. Dacă există adaptare la bornele $1 - 1'$ şi $2 - 2'$ atunci conform relaţiei (7) $A = \frac{1}{4}\,A_u$ şi

$$\frac{df}{f_0} = \frac{4}{A_u}\,\frac{(q+1)^2}{q}\,\frac{1}{2Q}\sin\theta = \frac{8\sin\theta}{A_u\,Q}$$

$$\left.\frac{df}{f_0}\right|_{Au} = \frac{8\sin\theta}{A_u\,Q} = \frac{8\times 0{,}1}{400\times 10^5} = 2\cdot 10^{-8}$$

$$\left.\frac{df}{f_0}\right|_{\theta} = -\frac{8\sin\theta}{A_u^2\,Q}\,d\,A_u = -\frac{8\times 0{,}1\times 40}{400^2\cdot 10^5} = 2\cdot 10^{-9}$$

*) Observîndu-se că raportul abaterilor egal cu $\frac{9}{4}\,Q$ poate avea valoarea de 100, apare evidentă superioritatea oscilatoarelor $LC$ în punte faţă de cele $RC$-Wien în ceea ce priveşte abaterea de frecvenţă.

Aceste valori sînt apropiate de cele date de formula dedusă fără neglijările din (7) de Meacham [2]:

$$\frac{df}{f_0} = \frac{8\,\theta}{Q(A_u+8)}$$

Pentru un oscilator cu circuit $L\ C$ derivaţie cu $Q = 100$ în condiţii similare la punte cu transformator abaterile datorită defazajului şi variaţiei amplificării sînt $1\cdot 10^{-4}$ respectiv $1\cdot 10^{-5}$.

Se constată că în cele două cazuri se obţin abateri de acelaşi ordin de mărime cu instabilităţile proprii respective ale cuarţului şi circuitului $L\ C$, ambele de bună calitate şi stabilizate termic.

În ceea ce priveşte distorsiunile neliniare, în cazul cuarţului distorsiunile de curent sînt atenuate mult datorită factorului mare de calitate, relaţia (8), iar la circuitele $L\ C$ este necesar un factor de distorsiune sub 1 %.

Oscilatoare cu punte Wien se construiesc cu amplificatoare neselective fie cu frecvenţă variabilă, fie de frecvenţă foarte joasă. În ambele cazuri pot apare defazaje mai mari decît la oscilatoarele cu frecvenţă fixă cu amplificator acordat. Socotind $A = 400$ $\theta = 30°$ rezultă:

$$\frac{df}{f_0} = \frac{9}{2}\,\frac{0{,}5}{400} = 0{,}56\cdot 10^{-2};$$

$$\frac{dr}{r_0} = \frac{9}{2}\,\frac{0{,}87}{400} = 0{,}98\cdot 10^{-2}$$

La oscilatoarele $L\ C$ şi cu cuarţ, variaţia de amplitudine este practic insesizabilă, iar la oscilatorul $R\ C$ — în cazul considerat — raportul punţii se modifică de la 3 la [3]:

$$\frac{2 + (1 - 0{,}0098)}{1 - 0{,}0098} = 3{,}02$$

### 4. Dispozitive semiconductoare noi folosite în oscilatoarele în punte

La oscilatoarele clasice rezistenţa variabilă cu semnalul $r$ ($U$) erau termorezistenţe cu coeficient de temperatură pozitiv (becuri miniatură) sau negativ. În ultimul timp s-au elaborat termistoare cu putere maximă de 1 —2 mW foarte adecuate oscilatoarelor tranzistorizate. În punţile cu circuite $L\ C$ se pot folosi diode Zener conectate pe bobină ca în figura 3. Limitarea cu două diode Zener ca în figura 3 *a* este mai costisitoare dar oscilatorul are constante de timp mai mici.

Datorită variaţiei de rezistenţă $\frac{dr}{r_0}$ mici necesare, diodele Zener pot lucra cu unghi de deschidere atît de mic încît practic $Q$-ul circuitului şi distorsiunile neliniare să nu fie afectate. Influenţa temperaturii asupra tensiunii Zener la unele diode speciale este neglijabilă şi mică la toate diodele Zener. De menţionat că la amplificări mari pentru stabilizarea amplitudinii s-a obser-

vat că este suficientă variația pierderilor în bobinele cu ferită cu creșterea tensiunii aplicate, reglajul de echilibru fiind însă mai critic la bobine liniare (cu întrefier mare).

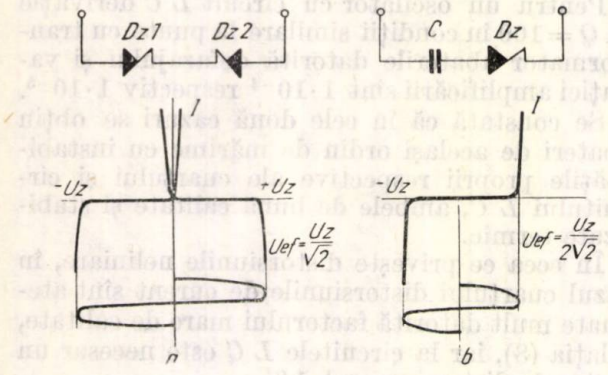



Fig. 3. *Dipoli de limitare cu diode Zener*

Oscilatoare miniaturizate cu punte Wien în J.F. se pot realiza cu tranzistoare cu efect de cîmp cu impedanță mare de intrare și termistoare de 1—2 mW. Folosindu-se în brațele punții un condensator variabil dublu cu aer s-a realizat un generator de semnal de la 10 Hz la 12 MHz cu amplificator cu tranzistoare cu efect de cîmp [8].

## 5. Calculul amplitudinii semnalului.

Amplitudinea $U$ a semnalului pe rezistența variabilă cu semnalul este acea valoare pentru care $r$ ($U$) echilibrează puntea și rezultă din caracteristica dispozitivului folosit. Calculul amplitudinii la stabilizare cu diode Zener rezultă din figura 3. Cunoscîndu-se semnalul pe un braț al punții se calculează semnalul la ieșire (bornele *1—1'*). Dacă amplificatorul are puterea maximă nedistorsională $P_M$ este indicat ca semnalul să fie cu cel puțin 3 dB mai mic adică :

$$P_s + P_o \leqslant \frac{1}{2} P_M \qquad (10)$$

Dacă se tolerează o dublare a deviației complexe prin conectarea sarcinii ($P_s = P_o$) atunci puterea în sarcină poate fi :

$$P_s \leqslant \frac{1}{4} P_M \qquad (11)$$

Trebuie avut în vedere ca în lipsa unor etaje separatoare sarcina să nu introducă distorsiuni neliniare sau semnale străine în oscilator. Din relația (11) rezultă că un oscilator cu punte transformator (fig. 2 *a*) poate debita pînă la 10 mW cu disipația tranzistorului de ieșire sub 100 mW.

## 6. Specificarea performanțelor amplificatorului

Proiectarea completă a oscilatorului include calculul punții, al amplificatorului și stabilizarea cu temperatura a circuitului selectiv ceea ce însă depășește cadrul lucrării de față.

Din cele expuse rezultă următoarele specificații necesare proiectării amplificatorului :

— impedanța conectată la intrare $Rp_2$ și sarcina la ieșire $Zp_1 \| Rs$ (fig. 1) ;

—puterea maximă nedistorsionată,(10) —(11) ;

— amplificarea necesară abaterii de frecvență tolerate. Mărimea amplificării este corelată cu stabilitatea proprie a circuitului selectiv ;

— verificarea distorsiunilor neliniare conform (8) — (9) ținîndu-se seama de selectivitatea amplificatorului sau de reacția existentă prin punte pentru armonici.

Anexa I — *Analiza tipurilor de punte*

În figura 4 este arătată diagrama vectorială pentru punțile din figurile 2*a* și 2*c*, existînd o diagramă similară pentru puntea Wien la care s-a considerat $q = 2$. Se constată că pentru limitarea oscilațiilor este necesar ca $r(u)$ în brațele adiacente circuitului oscilant să aibă $\frac{dr(u)}{du} > 0$ (bec cu filament), iar rezistența din circuitul oscilant sau cea din brațul opus $\frac{dr}{du} < 0$ (termistor, diode paralel, miez magnetic). Dacă $\left|\frac{u_2}{u_1}\right| \ll 1$ atunci variația de rezistență $dr$ de la situația de echilibru se poate asocia oricărui braț al punții, deci și circuitului oscilant. Se calculează atenuarea punții cu ieșirea în gol, notîndu-se $\frac{dr}{r} = x$ și $\frac{2df}{f_0} Q = y$ și ținîndu-se seama că : $|x| \ll 1$, și $|y| \ll 1$.

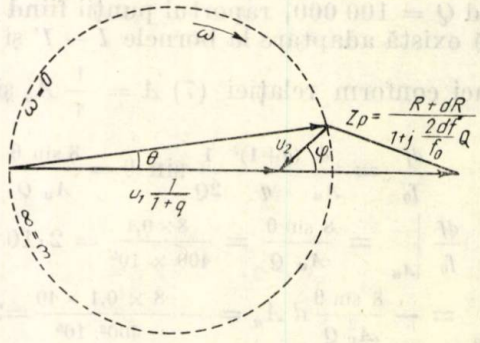



Fig. 4. *Diagrama vectorială pentru punțile din figura 2a și 2c*

Pentru figura 2*a* și 2*c* :

$$K_p = \frac{\frac{R+dR}{1+jy}}{\frac{R+dR}{1+jy} + qR} - \frac{1}{1+q} \approx \frac{q}{(1+q)^2}(x - jy)$$

Relaţii similare se obţin pentru punţile din figurile 2*b* şi 2*d*.

Pentru puntea Wien :

$$K_p = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2}} - \frac{1 - dR'/R'}{q + 1 - dR'/R'}$$

Calculele se simplifică pentru cazul cel mai frecvent întîlnit : $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$; $q = 2$ pentru care

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$K_p = \frac{3\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\frac{\omega}{\omega_0}\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]}{1 + 7\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4} - \frac{1-x}{3-x}$$

notîndu-se :

$$\frac{\omega}{\omega_0} = 1 + y$$

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \approx 1 + 2y$$

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 \approx 1 + 4y$$

$y = \frac{df}{f_0}$ rezultă :

$$K_p \approx \frac{2}{9}(x - jy) \ ;$$

Impedanţa de intrare este $R_{1p} = \frac{3}{2}R(1 - j) \| 3R'$ avînd o componentă imaginară mică numai dacă $R' \ll R$, dar în acest caz $R_{2p}$ are valoare apropiată de $\frac{1}{3}R(1 - j)$. Din aceste motive amplificarea poate avea defazaj mic numai dacă $R_{1A} \gg R_{p2}$ şi $R_{2A} \ll R_{p1}$, adică se cere amplificator cu impedanţă mare la intrare şi mică la ieşire.

A n e x a II

Pentru ilustrare se dau trei din schemele oscilatoarelor în punte a căror elaborare a dat naştere analizelor expuse.

Oscilatorul din figura 5 *a* are schema corespunzătoare punţii din figura 2*a* . În tabela 1 este dată variaţia frecvenţei, a nivelului de eşire $U$ şi a ecartului armonicelor $a_2$, $a_3$ funcţie de tensiunea de alimentare pentru $P_s = 2$ mW ($R_s = 75\ \Omega$) şi $P_s = 0$ ($R_s > 10$ k$\Omega$). Se constată o stabilitate de ordinul $1 \cdot 10^{-4}$. Valorile din

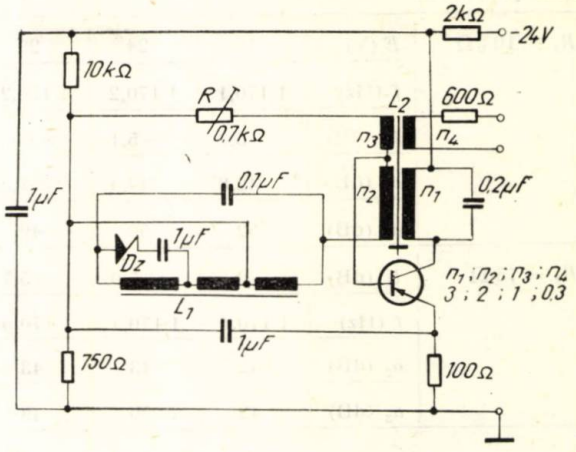



Fig. 5*a*. *Oscilator* LC *cu un etaj*

tabela 1 sînt pentru stabilizarea amplitudinii de către ferita $L_1$. Dacă stabilizarea se face cu diode Zener atunci amplitudinea variază foarte puţin cu rezistenţa $R$, reglajul fiind mai puţin

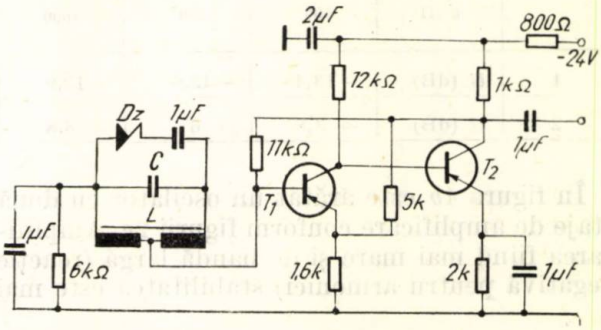



Fig. 5*b*. *Oscilator* LC *cu două etaje*

critic şi reproductibil în fabricaţie, independent de liniaritatea feritei. Pentru stabilităţi mari, ferita va avea întrefier mare, coeficient de tem-

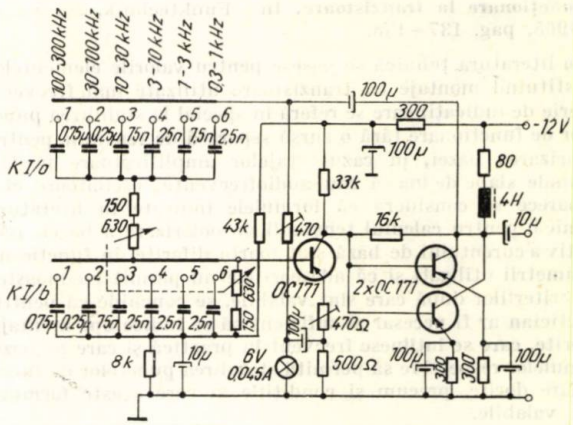



Fig. 5*c*. *Etajul oscilator a unui generator RC de laborator*

peratură egal şi opus condensatorului, stabilizarea de amplitudine făcîndu-se cu diodă Zener.

*Tabela 1*

**Variația performanțelor oscilatorului din figura 5a cu tensiunea de alimentare și rezistență de sarcină Rs. Stabilizarea de amplitudine prin ferită**

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $R_s > 10\ k\Omega$ | $E$ (V) | 19 | 24 | 29 |
| | $f$ (Hz) | 1 170,1 | 1 170,2 | 1 170,2 |
| | $U$ (dB) | −5,2 | −5,1 | 5,05 |
| | $a_2$ (dB) | 42,8 | 43,4 | 51,5 |
| | $a_3$ (dB) | 52 | 50 | 49 |
| $R_s = 75\ \Omega$ | $U$ (dB) | −6 | −5,9 | −5,7 |
| | $f$ (Hz) | 1 170,4 | 1 170,4 | 1 170,5 |
| | $a_2$ (dB) | 42 | 43 | 43 |
| | $a_3$ (dB) | 42 | 50 | 49 |

*Tabela 2*

**Variația nivelului de ieșire cu rezistența de echilibrare a punții din figura 5:**

1 – stabilizare cu diode Zener;
2 – stabilizare prin ferită.

| | $R$ (Ω) | 500 | 700 | 1000 |
|---|---|---|---|---|
| 1 | $U$ (dB) | −13,4 | −13,6 | −13,9 |
| 2 | $U$ (dB) | − 3,8 | − 6 | − 8,8 |

În figura 4*b* este arătat un oscilator cu două etaje de amplificare conform figurii 2*c*. Amplificarea fiind mai mare și de bandă largă (reacție negativă pentru armonici) stabilitatea este mai bună de $1 \cdot 10^4$ și ecartul armonicelor $a_2$ și $a_3$ este respectiv 50 dB și 60 dB (0,3 % și 0,1 %).

În figura 4*c* este arătată schema unui generator *RC* cu frecvență variabilă de la 0,3 la 300 kHz cu punte Wien conform figurii 2*e*. Comutarea gamelor se face comutînd condensatoarele iar în gamă se variază rezistențele punții (rezistență variabilă dublă de 0,63 kΩ de precizie). Stabilizarea amplitudinii se realizează cu un bec.

BIBLIOGRAFIE


[1] * * * *Circuite cu tranzistoare în telecomunicații. Proiectare, Scheme*, Cap. 3, București, Editura Tehnică, 1963.

[2] MEACHAM, L. A. *The Bridge Stabilized Oscillator* B.S.T.J, vol. XVII (1938) pag. 574–591.

[3] KENNETH, K. CLARKE *Wien Bridge Oscillator Design* Proc. IRE, vol. 14 (1953), nr. 2, februarie, pag. 246–249.

[4] GROSZKOWSKI, T. *Generarea oscilațiilor de înaltă frecvență și stabilizarea frecvenței* (trad. din l. polonă), București, Editura Tehnică, 1957.

[5] HÜFNER, W. *Frequenzstabile Oszillatoren mit Transistoren in der Trägerfrequenztechnik*, Nachrichtentechnik 8 (1958), H3, pag. 117–122.

[6] KONTOROVICI, M. T., E. G. PELLIKAN, V. N. FROLOV *Isledovanie poluprovodnikovovo LC* ghenératora, Radiotehnika i elektronika (1960), nr. 3, pag. 439–449.

[7] * * * *Catalog S. E. Lorenz. Termistoren*, MACG 513–01–1.

[8] WAVEFORMS, I. *Inc., sine/square-wave generator.* Electronics, 8, (1965) March, pag. 77.

[9] CONDREA , S., P. POSTELNICU, I. UIDILĂ, GH. TRIFU. *Telefonie la mare distanță*, Cap. 7, București, Editura Tehnică, 1965.

[10] KAAZ, M.A. *Der nichtlineare RC – Oszillator*, Internationale Elektronische Rundschau (1965), nr. 6, pag. 331–334.

[11] RIDLER, P. F. *Distorsion in Feedback oscillator*, Electronic Engineering (1965), Septembrie, pag. 604–605.


## REFERAT

HERZER R. **Montaj pentru determinarea punctului de funcționare la tranzistoare.** In: Funktechnik, 20, nr. 4, 1965, pag. 137–138.

În literatura tehnică se găsesc pentru valorile elementelor constituind montaje cu tranzistoare utilizate mai frecvent, o serie de indicații care se referă în special la stabilirea punctelor de funcționare fără o sursă separată de tensiune pentru polarizarea bazei, în cazul etajelor amplificatoare pentru semnale slabe de înaltă sau audiofrecvență, oscilatoare etc. Deoarece se consideră că formulele indicate în literatura tehnică, pentru calculul tensiunii de polarizare a bazei, respectiv a curentului de bază sînt foarte diferite, în funcție de parametrii utilizați și că adeseori ele nu permit recunoașterea criteriilor după care sînt valabile, se conchide că pentru practician ar fi necesar și suficient să se indice opt montaje diferite, care se întîlnesc frecvent în practică și care pe baza formulelor respective să permită stabilirea punctelor de funcționare dorite, precum și condițiile în care aceste formule sînt valabile.

În articol cele opt formule propuse sînt astfel prezentate încît să fie necesară doar introducerea valorii numerice respective, fără a se considera semnul. Cu ajutorul a opt exemple de montaje se pune la dispoziția practicianului o culegere de formule pentru dimensionare rapidă, fără coniderarea unor detalii (spre exemplu se neglijează curentul rezidual al colectorului). Formulele indicate sînt valabile atît pentru tranzistoarele de tipul p-n-p cît și pentru cele de tip n-p-n; din această cauză tensiunile din scheme nu au o notare a polarității. Cele opt montaje exemplificate de autor sînt: cu rezistență serie; cu contrareacție de curent continuu, prin montarea unei rezistențe în circuitul de emitor; cu divizor de tensiune de bază; cu divizor de tensiune de bază și o rezistență pe emitor; cu curent de bază alunecător; cu rezistență de emitor și curent de bază alunecător; cu divizor de tensiune de, bază cu curent transversal alunecător; cu rezistență de emitor divizor de tensiune de bază și curent transversal alunecător. Se menționează unele observații relativ la problema alegerii montajelor, respectiv pentru obținerea tensiunii de polarizare a bazei, de care depinde strîns și problema stabilității termice a etajului echipat cu tranzistor. Curenții tranzistorului crescînd cu temperatura se recurge la un așa-numit factor de stabilitate care caracterizează calitatea montajului ales în ceea ce privește efectul stabilizant asupra curenților tranzistorului atunci cînd apar variații de temperatură. În exemplele de montaje arătate se dau în unele cazuri scurte indicații asupra efectului stabilizant al montajului respectiv considerîndu-se că chiar montajele cu efectul stabilizant cel mai bun, nu permit evitarea completă a unei anumite alunecări de temperatură, o compensare completă a unei anumite alunecări de temperatură putîndu-se obține numai cu rezistențe cu coeficient de temperatură negativ.

Ing. DUMITRU STANOMIR

# Microfoane condensator cu polara variabilă

## 1. PRINCIPII DE REALIZARE ALE MICROFOANELOR COMBINATE

Din punct de vedere al modului în care presiunea din cîmp se aplică asupra echipajului mobil al unui microfon se disting două tipuri fundamentale de microfoane [1], [2]:

a) *microfonul de presiune*

La acest tip de microfon, echipajul mobil (membrana) este accesibil de o singură parte cîmpului acustic. În domeniul lungimilor de undă mari, microfonul de presiune este omnidirecţional şi are polara de tip cerc, de forma

$$R(\theta) = 1 \qquad (1)$$

unde

$\theta$ este unghiul făcut de axul microfonului cu direcţia de incidenţă a undei sonore;

b) *microfonul de viteză sau de gradient de presiune*

La acest tip de microfon, echipajul mobil (membrana) este accesibil de ambele părţi, nemijlocit sau prin sisteme simetrice faţă de membrană, cîmpului acustic.

În domeniul lungimilor de undă mari, microfonul de viteze este bidirecţional şi are polara în opt, de forma

$$R(\theta) = \cos\theta. \qquad (2)$$

Cele două tipuri de polare mai sus arătate nu satisfac cerinţele variate care apar în tehnica captării sunetului în studiouri. Se pot realiza şi alte tipuri de polare prin combinarea polarelor (1) şi (2) obţinîndu-se microfoanele combinate. Un microfon combinat conţine două unităţi; o unitate funcţionînd ca microfon de presiune şi o unitate funcţionînd ca microfon de viteză. Combinarea se poate face acustic sau electric [3]. Eficacitatea unui microfon combinat este de forma

$$E = A + B\cos\theta.$$

Dacă se normează expresia de mai sus, se obţin următoarele expresii pentru polare:

$$R(\theta) = \frac{1}{1+g}[1 + g\cos\theta] \quad 0 \leqslant g \leqslant \infty \qquad (3a)$$

$$R(\theta) = [(1-\gamma) + \gamma\cos\theta] \quad 0 \leqslant \gamma \leqslant 1 \qquad (3b)$$

$$\gamma = \frac{g}{1+g}$$

Se obţine o familie de cardiode care depind de un parametru $g$ sau $\gamma$. Folosind expresia (3$a$) sau (3$b$), se pot determina următoarele caracteristici:

— factorul de concentrare sonoră sau cîştigul $\Omega$

$$\Omega = \frac{2}{\int_0^{\pi} R^2(\theta)\,\sin\theta\,d\theta}; \qquad (4)$$

— factorul de directivitate front-spate $\Omega_{12}$.

$$\Omega_{12} = \frac{\int_0^{\pi/2} R^2(\theta)\,\sin\theta\,d\theta}{\int_{\pi/2}^{\pi} R^2(\theta)\,\sin\theta\,d\theta} \qquad (5)$$

Dacă se reprezintă grafic expresia (3 b) pentru diferite valori ale parametrului $\gamma$ se obţine o familie de cardioide cuprinse în cercul unitate $R = 1$. (Se presupune că reprezentarea se face în coordonate polare; $R$ este raza vectoare iar $\theta$ unghiul faţă de axul fix $\theta = 0$).

Pentru $\gamma = o$ se obţine un cerc iar pentru $\gamma = 1$ o caracteristică în opt. Valorii $\gamma = 0{,}5$ îi corespunde curba

$$R(\theta) = \frac{1}{2}(1 + \cos\theta),$$

cunoscută sub numele de cardioidă.

Folosind formulele (4) şi (5) se pot deduce expresiile factorilor $\Omega$ şi $\Omega_{12}$ în funcţie de $\gamma$. Dacă se fac calcule, se constată că pentru $\gamma = 0{,}63$ factorul de directivitate front spate $\Omega_{12}$ are valoarea maximă şi anume $\Omega_{12} = 14$. Curba corespunzătoare are expresia

$$R(\theta) = 0{,}37 + 0{,}63\cos\theta$$

şi poartă numele de supercardioidă. Pentru $\gamma = 0{,}75$ se obţine rezultatul că factorul de directivitate este maxim şi anume $\Omega = 4$. Curba corespunzătoare are expresia

$$R(\theta) = 0{,}25 + 0{,}75\cos\theta$$

şi poartă numele de hipercardioidă.

*Tabela 1*

| nr. | $g$ | $\gamma$ | $\Omega$ | $\Omega_{12}$ | $R(\theta)$ | Denumirea |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | cerc |
| 2 | 1 | 0,5 | 3 | 7 | 0,5+0,5 cosθ | cardioidă |
| 3 | 1,7 | 0,63 | 3,71 | 14 | 0,37+0,63 cosθ | supercardioidă |
| 4 | 3 | 0,75 | 4 | 7 | 0,25+0,75 cosθ | hipercardioidă |
| 5 | 8 | 1 | 3 | 1 | cosθ | opt |

În tabela 1 sînt date mărimile caracteristice (g, $\gamma$, $\Omega$, $\Omega_{12}$) ale celor cinci polare mai sus arătate iar reprezentările grafice sînt date în figura 1.

Pentru a se vedea mai bine, se va considera circuitul electric echivalent, în mărimi acustice, al sistemului (dat în figura 2).

În figura 2 elementele $Z$ au semnificaţiile : $Z_{a1}$ este impedanţa acustică a membranei din

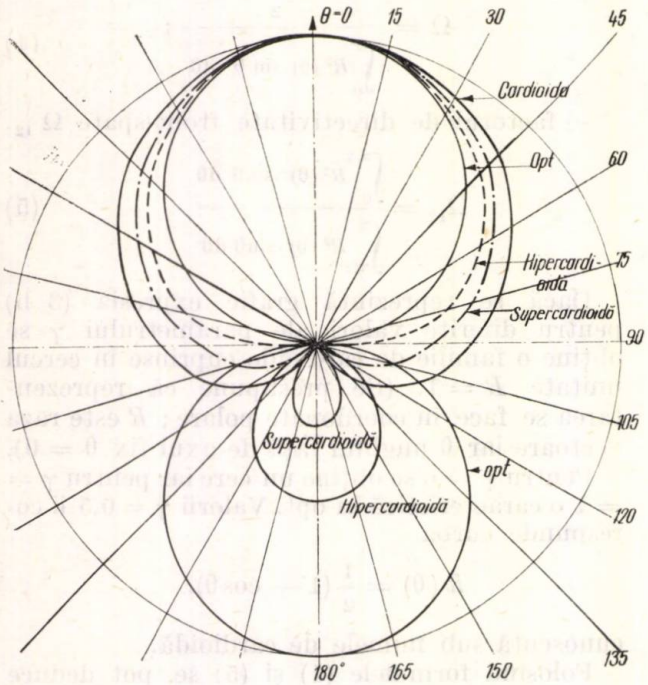



Fig. 1

stînga ; $Z_{a2}$ este impedanţa acustică a membranei din dreapta ; $Z_{a0}$ este impedanţa acustică a fiecăreia din camerele de compresie ; $Z_a$ este impedanţa acustică a perforaţiilor practicate în electrodul fix.

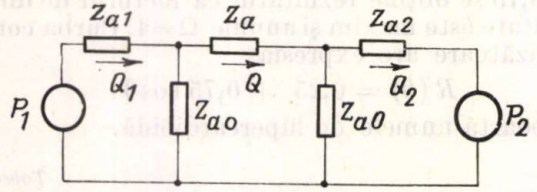



Fig. 2

Principiul de funcţionare al microfonului este următorul : se poate capta un semnal electric de pe ambele jumătăţi — între fiecare din cele două membrane şi electrodul fix. Semnalul electric — tensiunea aplicată pe grila primului tub — este proporţional cu debitul membranei de pe partea căreia se face captarea (în cazul figurii 2, $Q_1$ sau $Q_2$). Dacă se ţine seamă că sistemul este simetric ($Z_{a1} = Z_{a2}$), atunci expresiile celor două debite, $Q_1$ şi $Q_2$ se exprimă sub forma :

$$Q_1 = AP_1 + B(P_1 - P_2)$$
$$Q_2 = AP_2 - B(P_1 - P_2)$$

unde :

$P_1$ şi $P_2$ sînt presiunile aplicate pe cele două feţe ale microfonului. În expresiile celor două debite apar presiunile aplicate precum şi diferenţa lor, întrucît evaluarea debitului se face nesimetric. $A$ şi $B$ sînt mărimi de natura unor admitanţe acustice şi depind de structura mecanică. Se observă că răspunsul fiecărei părţi conţine o componentă proporţională cu $P_1$, respectiv $P_2$ — răspunsul în presiune — şi o componentă proporţională cu diferenţa de presiune — răspunsul în viteză. Se arată [1], [2], că în domeniul lungimilor de undă mari, diferenţa de presiune se exprimă sub forma

$$P_1 - P_2 = j\,\beta\,D\cos\theta P_1$$

în care s-a notat

$$\beta = \frac{\omega}{c} = \text{constanta de fază}$$

iar $D$ — diametrul capsulei microfonice.

Prin dimensionarea judicioasă a elementelor sistemelor, se obţine pentru fiecare din părţi o caracteristică de directivitate de tip cardioidă de forma

$$\frac{1}{2}(1 + \cos\theta).$$

Considerentele de mai sus vor fi aplicate pentru explicarea funcţionării unui microfon condensator cu mai multe polare comutabile.

Aceleaşi considerente pot fi aplicate la predeterminarea polarelor la tipuri similare de microfoane.

## 2. CONSTRUCŢIA MICROFONULUI CONDENSATOR COMBINAT

Microfonul condensator reprezintă o construcţie simetrică faţă de un plan median şi este constituit din trei electrozi. Electrodul fix este aşezat la mijloc şi este constituit dintr-un disc metalic avînd perforaţii fine care permit trecerea aerului dintr-o parte în alta.

De o parte şi de alta a electrodului fix sînt aşezaţi doi electrozi mobili. Fiecare electrod mobil este constituit dintr-o membrană din material plastic, foarte subţire, peste care se găseşte depus un strat foarte fin de aur, înspre exterior. Cele două membrane sînt întinse pe un contur circuitor. O secţiune de principiu este dată în figura 3.

Comanda dozării contribuţiei celor două părţi se efectuează prin modificarea polarizărilor, întrucît eficacitatea unui microfon condensator este proporţională cu tensiunea de polarizare.

Schema electrică de conectare a microfonului la primul tub este dată în figura 4.

Grupul $C_k$, $R_k$ este montat pentru negativare. Alimentarea anodului se face de la tensiunea $V_0$, iar ieşirea se face prin transformator. Grupul $R_0$, $R_0$, divide la 1/2 $V_0$, tensiunea pe electrodul fix. Grupul $C_{g0}$, $R_{g0}$ este pentru cuplajul electrodului fix la grila tubului. Electrodul *1* este pus la pămînt şi are polarizare nulă. Electrodul *2* este pus la pămînt şi are polarizare reglabilă prin comutator. Transmiterea polari-

zărilor se face prin rezistențele $R_{g3}$, $R_{g2}$, de valori mari.

Tubul este jumătate din dubla triodă 6072 iar transformatorul este coborîtor, $n = 16{,}6/1$. Impedanța de ieșire în aceste condiții este de 200 Ω. Microfonul este conectat la intrarea lanțului

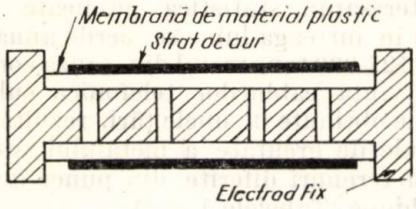



Fig. 3

electroacustic și lucrează pe impedanța de intrare a primului amplificator.

Cele două părți au polare de tip cardioidă decalate la 180°

$$R_1(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2}, \quad R_2(\theta) = \frac{1 - \cos\theta}{2}$$

Generatoarele de curent echivalente celor două părți lucrează în paralel pe rezistența $R_{g0}$.

Ținînd seama că tensiunea pe rezistența $R_{g0}$ dată de fiecare parte, este proporțională cu polarizarea față de electrodul fix, se poate scrie pentru tensiunea rezultantă expresia

$$V = A\left[(V_{03} - V_{01})\frac{1 + \cos\theta}{2} + \right.$$
$$\left. + (V_{03} - V_{02})\frac{1 - \cos\theta}{2}\right]$$

în care prin $V_{0k}$ s-a notat polarizarea electrodului $k = (1, 2, 3)$.

Ținînd seama că $V_{01} = 0$ și $V_{03} = V_0/2$, se obține expresia

$$V = A\,[(V_0 - V_{02}) + V_{02}\cos\theta],$$

sau expresiile echivalente

$$V = AV_0\left[\left(1 - \frac{V_{02}}{V_0}\right) + \frac{V_{02}}{V_0}\cos\theta\right]$$

și

$$V = A\,(V_0 - V_{02})\left[1 + \frac{V_{02}}{V_0 - V_{02}}\cos\theta\right].$$

Comparînd cu (3*a*) și (3*b*), se observă că se pot scrie relațiile de echivalență

$$\gamma = \frac{V_{02}}{V_0}, \quad g = \frac{V_{02}}{V_0 - V_{02}}$$

Dacă se modifică $V_{02}$ între 0 și $V_0$, $g$ variază între 0 și ∞, obținîndu-se diferite tipuri de cardioide. Modificarea polarizării se poate face cu un sistem divizor de tensiune dat în figura 5.

În figura 4, $V_0$ reprezintă tensiunea continuă obținută de la un redresor. Ea se aplică prin divizorul $R_0/R_0$ (figura 3) electrodului 3 (electrodul fix). Tensiunea $V_0$ se aplică sistemului divizor în trepte la ieșirea căruia se obține tensiunea $V_{02}$ (tensiunea aplicată electrodului 2). Divizorul este compus din 8 rezistențe $R_x$ egale. Cuplarea polarizării se face prin grupul $R_p$, $C_p$ pentru evitarea pocnetelor.

Pentru cele 9 poziții ale comutatorului se obține pentru $g$ valorile date în tabela de mai jos:

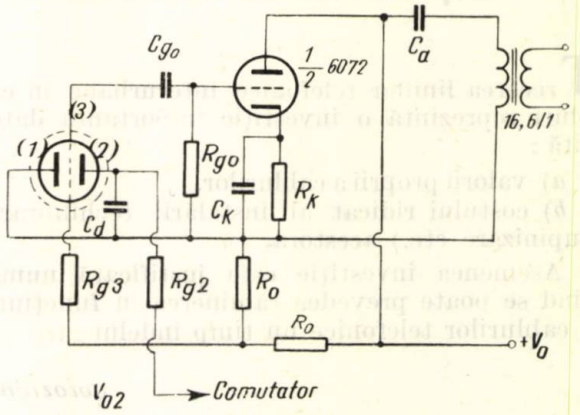



Fig. 4

Se observă că se realizează polarele:
— cerc pe poziția *0*;
— cardioidă pe poziția *4* (partea din dreapta

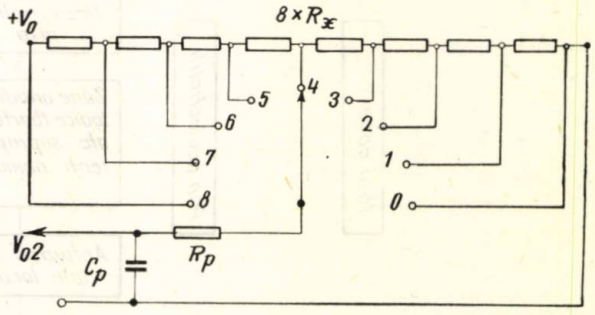



Fig. 5

nu funcționează întrucît are polarizare relativă nulă);
— supercardioidă (aproximativ) pe poziția *5*;
— hipercardioidă pe poziția *6*;
— opt pe poziția *8*.

| Poziția | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $g$ | 0 | 0,14 | 0,33 | 0,6 | 1 | 1,67 | 3 | 7 | ∞ |

Pe baza considerentelor de mai sus se pot constitui divizoare care să realizeze polare date, modificînd valorile rezistențelor din sistemul de divizare.

BIBLIOGRAFIE

[1] FURDUEV, V. V. *Elektroacustika*, Moskva, G.I.T.T.L., 1960.
[2] NECȘULEA, A. *Electroacustica în sonorizare*, București, Editura Tehnică, 1963.
[3] FURDUEV, V. V. *Akusticeskie osnovi radioveșciania*, Moskva, Sviazizdat, 1960.

Ing. TIBERIU POP

# Coroziunea cablurilor telefonice subterane. Acțiunea solului în procesele de coroziune

Trecerea liniilor telefonice interurbane în cabluri reprezintă o investiție importantă datorită :

*a*) valorii proprii a cablurilor,

*b*) costului ridicat al instalării (echilibrare, pupinizare etc.) acestora.

Asemenea investiție este justificată numai cînd se poate prevedea rămînerea în funcțiune a cablurilor telefonice un timp îndelungat.

În proiectele de instalare a cablurilor o importanță deosebită trebuie acordată măsurilor cu privire la protejarea cablurilor subterane împotriva coroziunii.

Fenomenul de coroziune este datorit unui număr variat de factori și se poate rezuma schematic conform figurii 1.

O interesantă statistică publicată în 1964 arată că în întreaga lume se pierde anual cantitatea de 127 000 tone metal din cauza coroziunii.

În privința cablurilor telefonice subterane, din datele obținute în unele țări, rezultă pierderile anuale de greutate a metalului prin coroziune, în terenuri diferite din punct de vedere electrochimic (Tabelele 1 și 2).

Din datele statistice publicate de unele țări, unde exploatarea legăturilor de telecomunicații prin cabluri subterane, se face de mai mult timp, rezultă conform tabelei 2, că deranja-

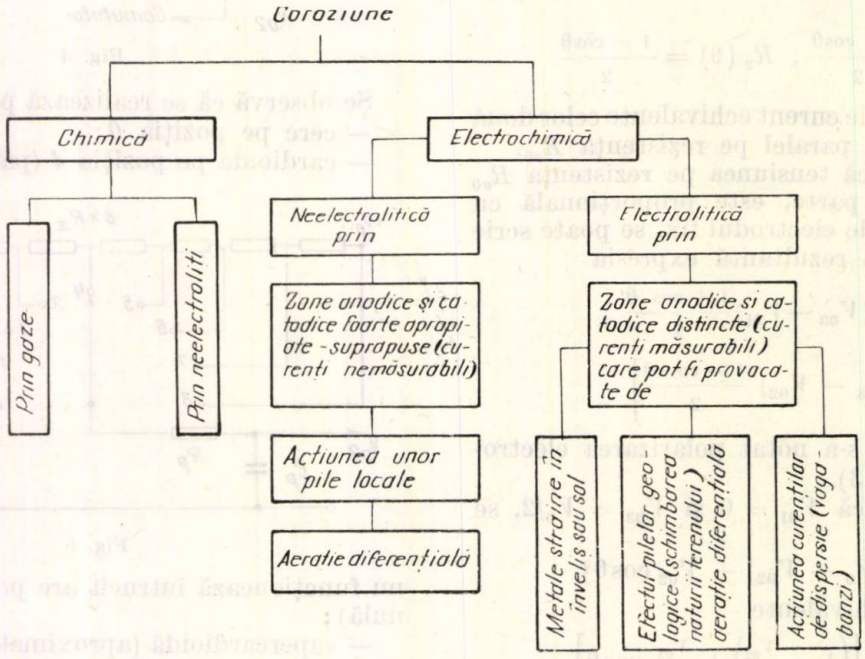



Fig. 1

Modificarea unei artere de cabluri telefonice prin lucrări ca : — schimbarea de itinerariu, modificarea canalizării, înlocuirea cablurilor etc. este foarte grea și costisitoare.

Din alt punct de vedere, orice deranjament a cablurilor telefonice, afectează, de obicei, un mare număr de legături telefonice și aduce astfel perturbații costisitoare în exploatare.

Diferite forme ale coroziunii cauzează pierderi importante de metal (plumb, oțel etc.), din învelișul cablurilor subterane neprotejate și duc în final la deteriorarea cablurilor telefonice.

Din aceste considerente se poate desprinde importanța instalării cablurilor telefonice astfel încît să fie la adăpost de orice fel de avarii, iar învelișul acestora să fie ferit de degradare prin coroziune chimică și electrochimică.

mentele acestor cabluri prin coroziune electrochimică datorită solului, variază între 45%... 80%, lucru ce s-ar putea constata și în țara noastră.

**Pierderi anuale de greutate a metalului din cabluri în miligrame pe cm² de suprafață**

*Tabela 1*

| Nr. crt. | Felul terenului | Pentru plumb industr. | Pentru aliaj de plumb cu 1 % Stibiu înveliș cablu | Pentru otel (din benzile de armătură) |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 1 | Nisipos | 0,6 | 1,2 | 5,5—9,21 |
| 2 | Alcalin | 0,9 | 1,2 | 15—40 |
| 3 | Mlăștinos | 0,9 | 1,8 | 34,82 |
| 4 | Nămolos (turbă) | 9,2 | 3,3 | 40,70 |
| 5 | Argilos (cernoziomuri etc.) | 9,0 | 7,0 | 49,27 |

**Date statistice asupra deteriorării mantalei de plumb a cablurilor din cauza coroziunii**

*Tabela 2*

| Nr. crt. | Denumirea | Tara şi anii | | | | Date provizorii |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | Franţa 1953 | Anglia 1952 | Austria 1950–1952 | Elveţia 1927–1951 | R.P.R. 1956–1963 |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| 1 | Lungimea cablurilor la care se referă coroziunea km | 3 570 | 2 140 | 1 282 | — | 764 |
| 2 | Numărul total a deranjamentelor prin coroziune număr | 144 | 106 | 76 | 1 417 | 18 |
| 3 | Procentul deranjamentelor provocate de coroziunea solului % | 75,7 | 45,4 | 76,0 | 80,8 | 66,6 |

Din cele arătate rezultă importanţa măsurilor de protejare a cablurilor telefonice împotriva coroziunii datorită naturii şi compoziţiei solului.

Asemenea măsuri completate cu protecţia împotriva efectelor curenţilor de dispersie (vagabonzi) vor asigura prelungirea duratei de funcţionare a cablurilor telefonice subterane. Prin aplicarea măsurilor de protecţia împotriva coroziunii se vor salva cantităţi însemnate de plumb şi oţel care se pierd prin procesele electrochimice din sol.

De asemenea se vor înlătura înlocuirile costisitoare ale unor porţiuni din cablurile telefonice afectate de coroziune electrochimică care, în ţara noastră pentru o lungime de numai 764 km de cablu luat în studiu între anii 1956–1963, reprezintă 370 000 lei.

În cadrul preocupărilor de economisire a materialelor deficitare, în viitor este posibilă înlocuirea plumbului şi a oţelului din învelişul cablurilor telefonice prin aluminiu care cu toate că este mai puţin rezistent la coroziune, este mai uşor, mai ieftin şi mai puţin expus oboselii în cazul trepidaţiilor. În condiţiile unei izolaţii bune şi a unor dispozitive (electrozi) prin care să se asigure o bună punere la pământ în locuri convenabil alese, cablurile telefonice cu înveliş din aluminiu prezintă un factor reductor prin efect de ecran mult superior celui dat de cablurile cu înveliş din plumb sau oţel.

## 1. Consideraţiuni asupra cauzei coroziunii electrochimice a cablurilor telefonice

Deoarece liniile de telecomunicaţii în cabluri reprezintă imobilizări băneşti importante, grija de a pune cablurile telefonice la adăpost de avarii şi mai ales de a împiedica degradarea lor prin efectul de coroziune, trebuie să fie una din preocupările cele mai principale la întocmirea studiilor şi proiectelor privind liniile de telecomunicaţii în cabluri.

Cauzele coroziunii învelişurilor din plumb şi oţel a cablurilor subterane interurbane (care nu sînt protejate de o canalizare telefonică) sînt variate.

Pentru a stabili cauzele coroziunii cablurilor telefonice, în cele ce urmează se va face o clasificare a factorilor care cauzează eterogenitatea suprafeţei metalelor tehnice utilizate în telecomunicaţii.

*Tabela 3*

| Factor principal de eterogenitate a învelişurilor cablurilor telefonice | Cauza eterogenităţii electrochimice în funcţie preponderentă a diverşilor constituienţi | Exemple de cazuri practice în care eterogenitatea are un rol important în stabilirea vitezei totale de coroziune |
|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 |
| I. *Neomogenitatea fazei metalice* | | |
| A. Neomogenitatea structurală a suprafeţei | 1) Prezenţa unor macro sau micro incluziuni electroconducătoare, metalice sau nemetalice. Contactele sau incluziunile cu supratensiune catodică mai mică vor funcţiona preferenţial catodic. | a) Intensificarea coroziunii la contact cu metale mai electropozitive avînd supratensiunea catodică mai mică.<br>b) Coroziunea intercristalină a oţelului din benzi după încălzirea în timpul joncţionării cablurilor.<br>c) Dizolvarea plumbului şi zincului în acizi |
| | 2) Neuniformitatea concentraţiei soluţiei solide (licuaţia aliajului metalic) | a) Coroziunea aliajului Al–Zn în soluţii apoase în urma licuaţiei. |
| | 3) Prezenţa limitelor dintre cristale. Limitele funcţionează de obicei anodic | a) Coroziunea unor aliaje de Al şi Mg. |
| | 4) Anizotropia cristalelor metalice | a) Dizolvarea selectivă a diverselor cristale. Neuniformitatea vitezei de dizolvare a diferitelor faţete a monocristalelor de Zn, Mg, Cu. |

| Factor principal de eterogenitate a învelişurilor cablurilor telefonice | Cauza eterogenităţii electrochimice în funcţie preponderentă a diverşilor constituienţi | Exemple de cazuri practice în care eterogenitatea are un rol important în stabilirea vitezei totale de coroziune |
|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 |
| B. Neuniformitatea peliculelor protectoare pe suprafaţa metalului | 5) Pori microscopici în pelicule de protecţie; în pori metalul funcţionează ca anod | a) Dizolvarea înceată a Al în stare pasivă |
| | 6) Macrodiscontinuitatea peliculelor, porţiunile neacoperite funcţionează de preferinţă ca anod | a) Influenţa acceleratoare a ruginii asupra coroziunii oţelului din armătură |
| C. Neuniformitatea deformaţiilor şi a tensiunilor interne în metal | 7) Prezenţa tensiunilor interne neuniforme în metal. Porţiunile mai intens tensionate funcţionează preferenţial ca anozi | — Fisurarea corosivă a cablurilor expuse la trepidaţii, instalate pe poduri, în tunele, etc. |
| | 8) Neuniformitatea deformaţiilor, pe porţiunile mai intens deformate predomină reacţia anodică | — Coroziunea cablurilor, în porţiunile îndoite, strivite |
| II. *Neomogenitatea fazei lichide* | 9) Deosebiri în concentraţia ionilor de hidrogen (pH). Pe porţiuni în contact cu soluţii cu „pH" mai mare predomină reacţia anodică | — Coroziunea cablurilor în soluri cu pH diferit |
| | 10) Deosebiri de concentraţie în oxigen sau în alţi oxidanţi. Pe porţiunea cu concentraţie mai mică de oxidant predomină reacţia anodică | — Coroziunea cablurilor prin aerare diferenţială |
| III. *Neuniformitatea condiţiilor fizice* | 11) Suprapunerea neuniformă a unui cîmp electric exterior. Porţiunile pe care electricitatea pozitivă părăseşte cablul funcţionează ca anod | — Formarea porţiunilor anodice şi catodice sub influenţa curenţilor de dispersie |

Din cele expuse rezultă că asupra metalului din învelişurile cablurilor telefonice acţionează o serie de factori care cauzînd eterogenitatea electrochimică, duc la coroziune şi în final la deteriorarea cablurilor.

S-a constatat că cei mai mulţi din aceşti factori acţionează asupra cablurilor îngropate în sol, ceea ce impune, cercetarea mai atentă a acţiunii solului în procesele de coroziune.

În cele ce urmează se va dezvolta modul de comportare a factorilor amintiţi, în prezenţa solului şi felul în care elementele constituente din sol pot acţiona pentru producerea sau accelerarea proceselor de coroziune.

## 2. Acţiunea solului în procesul de coroziune

Procesul de coroziune şi viteza de coroziune în sol a învelişurilor cablurilor telefonice este determinată în primul rînd de porozitatea solului, gradul de aerare şi umiditate.

Procesul de coroziune este determinat în al doilea rînd de grosimea stratului de sol deasupra zonei catodice, de caracteristicile electrochimice, de structura şi compoziţia solului.

Natura geologică a solului poate varia mult de-a lungul traseului cablurilor telefonice interurbane.

Cînd cablurile traversează pe rînd soluri de mică rezistivitate ca de exemplu soluri neaerate uneori salinizate, în vecinătatea cu soluri aerate, iau naştere macrocupluri de coroziune prin aerarea neuniformă diferenţială; zona anodică se localizează în soluri neaerate sau bogate în săruri, iar zona catodică în solul aerat.

În acest caz coroziunea cablurilor poate atinge viteze mari.

În solurile bine aerate, viteza de coroziune uniformă precum şi viteza de coroziune locală sînt mari.

În solurile puţin aerate, unde accesul oxigenului prin difuziune este limitat, viteza de coroziune este mică.

Variaţiile de concentraţie a oxigenului de-a lungul suprafeţei cablurilor telefonice în sol (mediu imobil) dau loc la un tip de coroziune frecvent întîlnit în practică, cunoscut sub denumirea de coroziune cu aerare neuniformă sau cu aerare diferenţială.

În cazul cablurilor telefonice subterane care traversează un strat argilos urmat de unul nisipos, acestea se corodează mai puţin în stratul nisipos prin care oxigenul poate difuza mai uşor la suprafaţa cablului.

S-a constatat că umiditatea are o importanţă deosebită în procesul de coroziune din sol.

În solurile foarte umede posibilităţile de difuziune a oxigenului sînt limitate şi prin urmare viteza de coroziune este mică. Condiţiile cele mai favorabile pentru desfăşurarea atît a proceselor catodice cît şi a proceselor anodice există în solurile cu umiditate medie în care viteza de coroziune este maximă.

În solurile uscate, coroziunea, după caracterul transportului de oxigen şi după mecanismul

de coroziune, se aseamănă cu coroziunea atmosferică.

Natura şi compoziţia solului în funcţie de rezistivitate determină agresivitatea solului faţă de instalaţiile metalice subterane, după cum rezultă din tabela 4.

**Compoziţia şi agresivitatea solului**

*Tabela 4*

| Compoziţia solului | Rezistivitatea Ω m | Conductivitatea u C.G.S. | Clasificarea din punct de vedere a agresivităţii |
|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 |
| Soluri diferite în zona apelor freatice sau industriale | 0,5— 3 | $2\times10^{-11}$<br>$3{,}3\times10^{-12}$ | foarte agresive |
| Argilă în stare coloidală | 3—10 | $3{,}3\times10^{-12}$<br>$10^{-12}$ | foarte agresive |
| Turbă, argile | 25 | $4\times10^{-13}$ | agresive |
| Cernoziom, sol pădure | 50 | $2\times10^{-13}$ | agresive |
| Lut, marne | 60 | $1{,}5\times10^{-13}$ | puţin agresive |
| Argilă cu puţin nisip | 80 | $1{,}25\times$<br>$\times10^{-13}$ | puţin agresive |
| Teren nisipos, conglomerate | 500 | $2\times10^{-14}$ | neagresive |
| Apă de rîu şi sol pietros | 1 000 | $10^{-14}$ | neagresive |
| Terenuri stîncoase | 1 700 | $6\times10^{-15}$ | neagresive |
| Gneisuri, şisturi cristaline | 5 000 | $2\times10^{-15}$ | neagresive |

Dintre componentele chimice ale solului, importante din punct de vedere corosiv, sînt, îndeosebi, acelea care se dizolvă în apa din sol. Dintre acestea fac parte atît gazele dizolvate (oxigen, bioxid de carbon, hidrogen sulfurat etc.) cît şi acizii, bazele şi sărurile. Prezenţa unor acizi sau a gazelor acide dizolvate fac să crească concentraţia ionilor $H^+$, în sol ceea ce împiedică formarea straturilor protectoare pe suprafaţa metalelor şi determină coroziunea cu viteza constantă.

Influenţa pH-ului solului este importantă şi caracteristică în condiţiile coroziunii cu degajare de $H_2$ cît şi în condiţiile coroziunii cu reducere de $O_2$, adică în toate soluţiile din sol, acide, bazice sau neutre, în contact cu aerul.

Valoarea pH este expresia logaritmului zecimal al inversului concentraţiei ionilor de hidrogen exprimată în gr/l

$$pH = \log \frac{1}{C_{H^+}} = -\log C_{H^+}$$

Acţiunea directă a concentraţiei ionilor de hidrogen asupra coroziunii învelişurilor cablurilor telefonice, în ambele cazuri, amintite, se datoreşte influenţei pH-ului asupra potenţialelor reversabile ale reacţiilor catodice.

Pentru coroziunea plumbului şi zincului în urma proprietăţilor amfotere a acestora prezintă importanţă atît prezenţa solurilor acide cît şi a celor bazice.

Clasificarea solului după valoarea pH şi aciditate sau alcalinitate în raport de agresivitate faţă de învelişul din plumb şi oţel a cablurilor

*Tabela 5*

| Agresivitatea faţă de plumb | pH | Aciditatea sau alcalinitatea solului | Agresivitatea faţă de învelişuri din oţel |
|---|---|---|---|
| foarte agresiv | 4,0 | extrem acid | foarte agresiv |
| | 4,0—4,5 | foarte acid | |
| puţin agresiv | 4,5—5,0 | acid | agresiv |
| | 5,0—6,0 | moderat acid | |
| neagresiv | 6,5—7,5 | neutru | |
| | 7,5—8,5 | slab alcalin | neagresiv |
| foarte agresiv | 8,5 | foarte alcalin | puţin agresiv |

telefonice din măsurări, observaţii şi conform recomandărilor CCITT (cap. III, ed. 1961) este dată în tabela 5.

Principalele caracteristici ale soluţiilor din sol care prezintă interes din punctul de vedere al coroziunii sînt : *a*) aciditatea, *b*) conţinutul în oxigen dizolvat şi *c*) concentraţia sărurilor în soluţie.

În soluţiile slab acide (pH = 6 — 6,5) coroziunea este slabă. Aceasta poate deveni intensă în cazurile des întîlnite în sol, acela a separării spaţiale a zonelor anodice şi catodice şi cînd oxigenul poate pătrunde uşor.

În solurile foarte acide (pH = 4 — 4,5) şi acide (pH = 4,5 —5) coroziunea este de obicei intensă şi poate să decurgă în lipsa oxigenului, prin degajarea de hidrogen, în zonele pe care se localizează procesul catodic.

Deci în solurile moderat acide (pH = 5 — 6) coroziunea decurge cu mare uşurinţă. În solurile puţin acide (pH = 6 — 6,5) coroziunea este slabă. În solurile alcaline pH = 8,5 — 10. Coroziunea plumbului şi a aluminiului decurge din nou cu uşurinţă.

Din aceste observaţii se poate trece la interpretarea valorilor pH măsurate, în raport şi de conţinutul în săruri a solului.

Corozivitatea apei din sol poate fi influenţată de natura sărurilor solubile. Astfel sulfatul de calciu acţionează în urma hidrolizei, care pune în libertate acid sulfuric.

Ionii $Cl^-$, $Br^-$ şi $I^-$, au proprietatea de a activa procesul anodic de ionizare a metalelor, proprietate care se manifestă chiar dacă metalul se află în stare pasivă. Distrugînd peliculele oxidice sau straturile adsorbite de oxigen, ionii de halogen pot depasiva metalul şi astfel pot intensifica simţitor coroziunea.

Clorura de sodiu atacă şi distruge cele mai multe structuri de protecţie naturală şi de asemenea contribuie în cea mai mare măsură la

creşterea conductibilităţii electrice a solului ceea ce uşurează apariţia coroziunii locale.

Prezenţa oxigenului este practic inevitabilă în sol. Oxigenul dizolvat poate acţiona asupra coroziunii în mediu neutru în două sensuri opuse.

El poate avea, pe o parte, rolul de agent accelerator al coroziunii (accelerator catodic), iar pe de altă parte, rolul de factor de frînare a procesului anodic (inhibitor anodic). Dintre aceste funcţiuni, mai important şi mai frecvent este rolul de accelerator al reacţiei catodice, la concentraţii mici şi medii ale oxigenului în mediu neutru.

În general oxigenul singur poate acţiona ca agent de pasivare a oţelului din armătura cablurilor telefonice la concentraţii mari, în condiţiile aportului intens de oxigen la suprafaţa metalului şi în absenţa ionilor activi, de $Cl^-$, $Br^-$ şi $I^-$.

Aluminiul din învelişul unor cabluri telefonice se pasivează, uşor la concentraţii foarte mici de oxigen. Prezenţa ionilor de halogen $Cl^-$, $Br^-$ şi $I^-$, prezenţa unor agenţi de complexare sau a unor ioni metalici cu două valenţe (Cu, Fe) distrugînd peliculele oxidice sau straturile adsorbite de oxigen, pot depasiva metalul şi astfel pot intensifica simţitor coroziunea.

În soluţia în care se găseşte şi un al doilea oxidant, cum este de exemplu, ionul $H^+$, metalul se comportă diferit. Astfel acţiunea oxigenului de accelerator al coroziunii învelişului din oţel al cablurilor se manifestă cu atît mai intens cu cît pH-ul soluţiei este mai mic (acid).

Învelişul cablurilor telefonice subterane poate fi deteriorat în mod direct sau indirect şi ca urmare a activităţii metabolice a microorganismelor, care contribuie la procesul de coroziune prin unul sau mai mulţi factori :

— influenţa directă asupra reacţiei anodice sau catodice ;

— variaţia rezistenţei peliculei metalului prin metabolismul lor sau prin produsele de metabolism ;

— crearea mediilor corozive ;

— apariţia unor incluziuni provocate de creşterea şi multiplicarea microorganismelor, astfel încît se formează pile de concentraţie la suprafaţa învelişului cablurilor.

Coroziunea cablurilor telefonice prin microorganisme poate avea loc în condiţii aerobe sau anaerobe.

În afară de cîmpul magnetic obişnuit, pămîntul prezintă un cîmp geomagnetic variabil atît ca sens cît şi ca mărime în diferite regiuni ale globului.

Cîmpul geomagnetic dă naştere curenţilor telurici care aleg pentru propagare solurile sau structurile cu rezistenţă minimă întîlnite în calea lor.

Tensiunile care apar între diferite structuri ale solului pot varia respectiv de la cîţiva milivolţi pînă la zeci de milivolţi.

În cazul unor furtuni geomagnetice, sau în cazul structurilor geologice frămîntate, valoarea tensiunilor poate creşte de la zeci pînă la cîteva sute de milivolţi.

Pentru cablurile telefonice interurbane, curenţii telurici, pot determina în zonele geologice frămîntate, apariţia unor zone anodice a învelişurilor cablurilor.

Aceste zone suprapunîndu-se zonelor anodice de coroziune ce se pot forma în urma acţiunilor electrochimice, a solurilor prin care trec cablurile, măresc viteza de coroziune a cablurilor telefonice.

În concluzie caracteristicile principale ale solurilor de care este necesar să se ţină seama în cazul instalării unor cabluri telefonice interurbane sînt :

— aerarea slabă ;
— conţinutul în umiditate ;
— rezistivitatea mică ;
— conţinutul în săruri ;
— aciditate, sau alcalinitate mare.

Prin determinarea structurii geologice, măsurarea rezistivităţii electrice a solului din zona cercetată, determinarea conţinutului în săruri şi valoarea indicelui hidrogenic pH. Se poate evalua gradul de agresivitate a solului şi fixa zonele prin care cablurile telefonice instalate în sol vor fi expuse coroziunii electrochimice

*Tabela 6*

| Natura solului | Comportarea învelişului din plumb | Comportarea învelişului din oţel |
|---|---|---|
| Soluri calcaroase | corodează | nu corodează |
| Soluri argiloase | corodează | corodează |
| Soluri argiloase rău aerate | corodează | corodează |
| Marne argiloase rău aerate | corodează | corodează |
| Soluri cu acizi organici | corodează | corodează |
| Soluri foarte acide sau foarte alcaline | corodează | corodează în soluri foarte acide |
| Soluri cu zgură | corodează | corodează |
| Soluri mlăştinoase | corodează | corodează |
| Humus | corodează | corodează |
| Soluri anaerobice | corodează | corodează |

Aceste caracteristici este necesar a fi cunoscute prin măsurile care se execută înainte de instalarea cablurilor.

Cercetările întreprinse în diferite ţări şi în ţara noastră au arătat că învelişurile din plumb şi oţel ale cablurilor telefonice se comportă diferit faţă de caracterul agresiv al solurilor

*Tabela 7*

| Natura solului | pH | Agresivitatea față de învelișul cablurilor din : | | OBS. |
|---|---|---|---|---|
| | | Plumb | oțel | |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| Cernoziomuri (Bărăgan) | 7,0—8,3 | agresiv | agresiv | — |
| Cernoziomuri degradate | 5,8—7,0 | puțin agresiv | foarte agresiv | In cazul umidității relative peste 15% devin agresive și pentru plumb |
| Soluri brun roșcate de păduri | 6,0—6,6 | puțin agresiv | foarte agresiv | |
| Soluri brune podzolice | 5,5—5,7 | puțin agresiv | foarte agresiv | |
| Podzolice neevaluate | 4,7—5,2 | puțin agresiv | foarte agresiv | |
| Podzoluri secundare | 4,5—5,4 | puțin agresiv | foarte agresiv | |
| Podzoluri primare | 4,2—4,6 | foarte agresiv | foarte agresiv | |

care pot fi întîlnite în amplasamentul cablurilor subterane după cum se arată în tabela 6.

Valorile limită pH și agresivitatea față de învelișul cablurilor telefonice, pentru orizonturile superioare ale principalelor tipuri de sol din țara noastră, sînt date în tabela 7.

Din cele expuse reiese importanța cunoașterii tuturor elementelor care pot provoca coroziunea învelișurilor cablurilor telefonice.

### 3. Acțiunea solului în procesul de coroziune a betonului din instalațiile telefonice

Acțiunea corozivă a componentelor solului se poate manifesta și asupra conductelor și camerelor de tragere din instalațiile telefonice subterane care sînt construite în mod obișnuit din beton cu baza de ciment Portland.

Procesele de coroziune a betonului se pot împărți în :

— procese de dizolvare a componentelor betonului și de antrenare a lor de către apele curgătoare ;

— reacții de schimb între componentele betonului și substanțele chimice din soluții ; produsele de reacție fie că sînt antrenate de apă, fie că se depun sub formă de precipitat neaderent ;

— procese de acumulare a produselor de reacție în porii și în crăpăturile betonului, unde cristalizează și creează tensiuni interne mari.

Cimentul Portland se obține prin arderea unui amestec de argilă și piatra de var, luat într-un anumit raport și apoi prin măcinarea fină a clincherului rezultat.

În procesul arderii materiilor prime se formează următoarele combinații chimice : silicatul tricalcic, 3 Ca ·Si $O_2$, silicatul dicalcic, 2 Ca O ·Si $O_2$ ; aluminatul tricalcic 3 Ca O · $Al_2$ $O_3$, și feroaluminatul de calciu x Ca O · y $Al_2$ $O_3$ · z $F_{c2}$ $O_3$.

Rezistența betonului în medii acide este cu atît mai mare cu cît conținutul în $SiO_2$ este mai ridicat ; conținutul mare în oxizi bazici, conferă materialului stabilitate în medii alcaline, cum este cazul betonului din ciment Portland.

Majoritatea acizilor minerali și organici distrug cimentul Portland.

Cauza principală a distrugerii este separarea hidroxidului de calciu care intră în reacție cu mediul respectiv, dînd naștere fie la produse solubile, fie la produse insolubile cu volum mare. Astfel, datorită bioxidului de carbon dizolvat în apă, cimentul Portland poate fi distrus conform reacțiilor :

$$Ca(OH)_2 + CO_2 \rightarrow Ca\,CO_3 + H_2O$$

$$Ca\,CO_3 + CO_2 + H_2O \rightarrow Ca(HCO_3)_2$$

Carbonatul acid de calciu rezultat este ușor solubil în apă, îmbunătățește conductivitatea solului și astfel înlesnește trecerea curentului din învelișurile cablurilor instalate în canalizația telefonică spre instalațiile învecinate dînd loc în asemenea caz, la o coroziune puternică a cablurilor.

Asemenea situație se poate să fi contribuit și la corodarea cablurilor telefonice din zona comunei Pantelimon (București).

Acidul sulfuric și sulfații solubili în apă prezintă pericolul cel mai mare pentru cimentul Portland, deoarece, în urma reacțiilor :

$$Ca(OH)_2 + H_2\,SO_4 \rightarrow CaS\,O_4 + 2\,H_2O$$

$$3\,CaO \cdot Al_2O_3 + 3\,C_a\,SO_4 + 30\,H_2\,O \rightarrow$$

$$3\,C_aO \cdot Al_2O_3 \cdot 3\,C_a\,SO_4 \cdot 30\,H_2\,O$$

rezultă sulfoaluminatul de calciu insolubil și cu volum mare, care provoacă distrugerea mecanică a betonului.

Betonul din camerele de tragere se poate distruge sub acțiunea curenților de dispersie (curenți vagabonzi), prin apariția de crăpături aproape de zonele anodice ale armăturilor de fier.

Acest fenomen se explică prin formarea, în aceste zone, a oxizilor de fier hidratați, care au un volum de două ori mai mare decît volumul metalului din care provin și produc distrugerea betonului.

### 4. Determinarea acțiunii solului în procesele de coroziune

În vederea instalării cablurilor telefonice subterane, se impune a se cunoaște situația terenului din viitorul amplasament sub următoarele aspecte :

— structura geologică și morfologică a terenului ;

— natura electrochimică și chimică a solului ;

— natura chimică și electrochimică a apelor învecinate ;

— apropierea față de linii de energie de mare sau foarte mare tensiune sau CF electrificate;

— situația altor instalații subterane protejate sau neprotejate.

Pentru a se determina în ce sectoare ale amplasamentului instalațiilor telefonice subterane se pot întîlni condiții care să aducă prejudicii acestor construcții, se efectuează măsurări asupra unor valori care caracterizează pericolul deteriorării.

Măsurătorile electrice dau posibilitatea de a se stabili cu precizie sectoarele în care cablurile telefonice prezintă zone anodice sau catodice și să se traseze măsurile care trebuie luate pentru protejarea învelișurilor cablurilor telefonice împotriva coroziunii electrochimice.

Astfel măsurătorile electrice sînt destinate:

— determinării cauzei coroziunii cablurilor sau a instalațiilor telefonice subterane;

— stabilirea posibilității coroziunii datorită, spre exemplu acțiunii chimice și mai ales electrochimice ale solului în urma aerației diferențiale, efectului pilelor geologice, a metalelor streine în înveliș și sol, a acțiunii curenților vagabonzi, etc.;

— căutării și găsirii celui mai eficient sistem de protecție împotriva coroziunii.

În privința măsurătorilor și determinărilor care este necesar a se executa pentru stabilirea caracterului agresiv a solului, în cele ce urmează se dau unele indicații generale cu referire la aparatele și metodele folosite în țara noastră, tehnica măsurătorilor făcînd obiectul unui capitol separat.

## 5. Măsurarea rezistivității solului

Rezistivitatea solului poate fi măsurată în curent continuu, în zonele lipsite de curenți de dispersie și în curent alternativ, în zonele în care se pot întîlni curenți de dispersie.

Metoda cea mai utilizată în cazul măsurării rezistivității solului în zone lipsite de curenți de dispersie este metoda cu patru electrozi impolarizabili denumită metoda Schlumberger. Este o metodă simplă și rapidă care dă rezultate bune.

Pentru măsurarea rezistivității solului se recomandă utilizarea aparatului G.O. 20 cu electrozi nepolarizabili alimentat dintr-o baterie anodică cu tensiuni între 40 — 180 V.

Aparatul măsoară rezistivitatea solului eliminîndu-se riscul polarizării electrozilor prin utilizarea unor electrozi nepolarizabili cu soluția din $SO_4$ Cu și riscul polarizării datorită curenților naturali printr-un compensator care poate fi scos, caz în care aparatul servește și pentru măsurarea potențialelor naturale ale solului.

## 6. Măsurarea potențialului natural (PN) al solului

Măsurarea potențialului natural al solului se poate executa de-a lungul amplasamentului cablurilor telefonice tot cu aparatul G.O. 20 cu care se determină și rezistivitatea solului.

Măsurarea se face pe toată distanța de instalare a cablurilor (între două stații de amplificare) acolo unde valorile rezistivității solului prezintă variații importante.

Situația potențialelor naturale se înregistrează pe o diagramă situată alături de structura geologică a solului pentru a se putea determina zonele anodice pe cabluri în puncte de schimbarea naturii solului unde este necesar a se instala dispozitive de protecție. În zona de oxidoreducere a solului, determinată de situația pH, valoarea PN poate atinge cîteva sute. de mV. Aci este zona pilelor geologice unde învelișurile cablurilor telefonice sînt corodate.

În cadrul studiului privind amplasarea unor cabluri telefonice pe valea Oltului, măsurătorile potențialului natural al solului comparate cu măsurătorile de rezistivitate și pH au dat loc la o serie de concluzii interesante privind zona frămîntată din punct de vedere geologic, situată între Cîineni — Sibiu.

## 7. Determinarea valorii pH a solului

Determinarea valorii pH se poate face prin metoda potențiometrică cu electrod de hidrogen sau cu electrod de chinhidronă.

Cele mai practice sînt cele de orientare prin indicatorii universali, dintre care cele mai utilizate sînt metodele Wulff și metoda Kühn.

Metoda Wulff folosește fîșii de celuloză impregnate cu indicatorii din seria Clark — Lubs. Culoarea spre care a virat indicatorul atunci cînd fîșia a fost cufundată în suspen siuneade apă — sol este comparată cu o scară de culori; pentru fiecare indicator se folosește altă scară. Pentru intervalul pH 1,6 — 12,2 se folosesc opt scări.

La metoda Kühn, după adăugarea indicatorului, culoarea soluției de sol, limpezită prin adaos de sulfat de bariu ($B_a SO_4$) este comparată cu o scară de culori realizată pe un film.

Se folosește roșu de metil (pH 4,0 — 6,0) albastru de bromtimol (pH 6,0 — 7,6) și indicator complex (pH 7,6 — 12).

Analizele chimice a solurilor și apelor precum și determinarea pH-ului lor se pot face la laboratoare de specialitate, indicîndu-se scopul acestor analize.

Pentru determinarea pH-ului în soluri, direct pe locul amplasamentului cablurilor, se fabrică astăzi pH-metre de buzunar. Asemenea aparate, a căror greutate nu depășește 1 kg, sînt alimentate prin intermediul bateriilor uscate și sînt prevăzute cu sisteme de electrozi rezistenți, care pot fi introduși direct în sol, după o eventuală umezire a acestuia cu apă.

*(Continuare in pag. 466)*

Ing. THEODOR COJOCARU

# Microminiaturizarea rezistențelor folosite în radioelectronică

## I. MICȘORAREA VOLUMULUI PIESELOR FOLOSITE ÎN RADIOELECTRONICĂ ȘI DENSITATEA DE COMPACTIZARE A LOR ÎN MONTAJ; GENERALITĂȚII

Tehnica electronică modernă este pusă să facă față unor cerințe tot mai variate care în ultimul deceniu au culminat cu perfecționări noi în domeniul automaticii, cu dezvoltarea echipamentului electronic portabil, a sistemelor de comunicație și comandă la mare distanță, a rachetelor și navelor cosmice pentru exploatările extraterestre.

O preocupare permanentă a proiectanților electroniști de-a lungul anilor a fost miniaturizarea echipamentelor electronice, faptul conducînd la o serie de avantaje evidente; această miniaturizare se realizează atît printr-un înalt grad de compactizare a pieselor în montaj, cît mai ales prin micșorarea dimensiunilor pieselor înseși. Astfel, de la o construcție normală cu tuburi electronice, rezistente, condensatoare și bobine de mărimea celor fabricate curent pînă acum aproape două decenii, s-a trecut la fabricarea unor piese miniatură și apoi subminiatură; un nou impuls pentru miniaturizare a fost dat de apariția cablajelor și circuitelor imprimate și de dispozitivele semiconductoare care s-au dovedit capabile să înlocuiască cu succes tuburile electronice clasice.

O piesă electronică nu se poate micșora întotdeauna printr-o reducere la scară, deoarece proporțiile optime pot fi modificate prin procesul de miniaturizare; (ex. greutatea unei structuri scade cu cubul dimensiunilor sale liniare, însă secțiunea transversală a elementelor sale de sprijin, micșorate la scară, scade numai cu pătratul dimensiunilor; distanța se micșorează la jumătate însă suprafața se reduce la un sfert).

Pentru a ilustra cu cît s-a putut micșora volumul unei piese în decursul ultimelor patru decenii, vom prezenta ca exemplu micșorarea unui ansamblu reprezentativ din tehnica curenților purtători și anume un filtru de canale.

Dimensiunile acestuia sînt date de numărul pieselor componente (bobine și condensatoare), de dimensiunile acestora, de suporții lor, de cablajul conductor, de spațiul necesar între piese pentru înlăturarea diferitelor influențe mutuale etc.

Presupunînd numărul pieselor componente aproximativ același la toate variantele constructive apărute de-a lungul anilor, vom lua ca element de comparație volumul mediu brut și net al unei piese componente; (prin volumul brut al piesei se înțelege volumul total al unui ansablu raportat la numărul pieselor componente pe care le conține, ținînd seamă și de spațiul liber dintre ele); volumul net ne arată gradul de micșorare al pieselor înseși. Pentru ilustrarea variației densității de compactizare în montaj de-a lungul anilor, vom folosi raportul dintre volumul net și cel brut al pieselor componente.

Astfel, în anul 1922 volumul mediu net al unei piese componente corespundea unui cub cu muchia de 7 cm, în timp ce volumul brut era de 50 de ori mai mare. Factorul de umplere era prin urmare de aproximativ 2%. Restul de 98% din volumul ansamblului se compunea din construcții de sprijin, cablaj, și cea mai mare parte din spațiu liber. Astfel atît condensatoarele variabile cît și bobinele cu întrefier necesitau spații mari atît prin volumul lor, cît și din motive de influență reciprocă.

În anul 1962, tehnica electronică, folosind piese componente miniatură și cablaje imprimate, ajunge să micșoreze volumul net la 1,6 cm³, iar volumul brut la 3,2 cm³, factorul de umplere crescînd de la 2% la 50%, deci cu 25, iar volumul net scăzînd de la 250 cm³ la 1,6 cm³ deci cu un factor de aproximativ 200. Această cifră constituie bilanțul unei activități de 40 de ani în domeniul dezvoltării pieselor componente. Cei doi factori împreună arată o micșorare cu factorul $25 \times 200 = 5\,000$.

Mergînd mai departe pe calea micșorării volumului pieselor la piesele microminiatură despre care vorbim mai departe și anume realizînd același ansamblu amintit mai sus într-un micromodul, s-au obținut un volum brut de 0,08 cm³ și un volum net de 0,06 cm³. În figura 1 se arată raportul dintre volumul brut și volumul net al pieselor constructive.

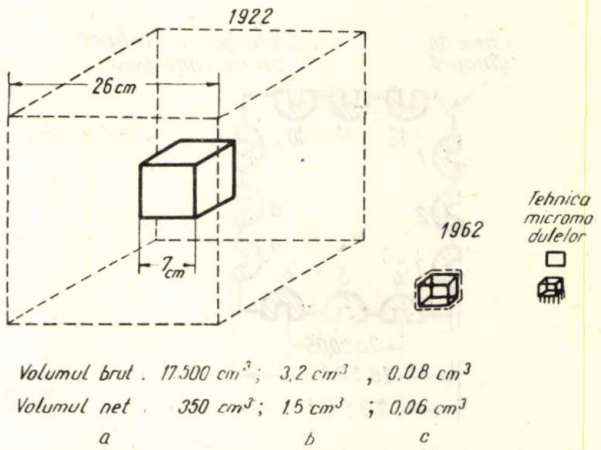



Fig. 1. *Volumul brut și volumul net al pieselor folosite în radioelectronică în anii 1922 și 1962*

O densitate de compactizare mare duce însă la o mare disipație a puterii pe unitatea de volum și astfel la încălzire puternică a elementelor de circuit cu toate neajunsurile ce decurg din aceasta: dacă dimensiunile unei piese pe care se aplică o tensiune constantă într-un circuit, se reduc la jumătate, suprafața de radiație a acesteia se reduce de 4 ori, puterea corespunzătoare unității pe suprafață se dublează și în consecință piesa se încălzește mai mult. Rezultă că reducerea dimensiunilor ce se poate realiza prin miniaturizare este limitată întrucît dincolo de o anumită limită construcția pieselor componente devine dificilă și reduce siguranța în funcționare. Dacă se urmărește miniaturizarea cu menținerea aceluiași nivel de siguranță în funcționare sau creșterea acesteia, se impun procedee noi de construcție a pieselor și circuitelor.

## II. PRINCIPALELE CĂI ALE MICROMINIATURIZĂRII

În tendința permanentă de micșorare a echipamentelor și a pieselor a apărut de cîțiva ani o etapă nouă în tehnica redioelectronicii, anume microminiaturizarea. Astfel o microrezistență poate consta dintr-o pistă subțire de material rezistiv depus pe un suport de material ceramic sau sticlă. Un microcondensator care trebuie să fie de tipul cu peliculă subțire sau placă, se realizează fie sub forma unor pelicule depuse pe un substrat ce constituie dielectricul condensatorului, fie sub forma unor unități individuale fixate convenabil pe substrat. La fel micropiesele active (tranzistoarele) pot fi și ele mult micșorate. Volumul materialului activ al tuturor micropieselor este mult mai mic (de cîteva sute de ori) decît cel al învelișului protector (caseta) care susține și protejează în același timp partea activă a acestora. Se poate înțelege din aceasta că o metodă de reducere a dimensiunilor unui ansamblu electronic o constituie eliminarea învelișului (casetei) protector.

Această metodă nu este o soluție simplă, existența capsulelor (casetelor) fiind justificată de cele două motive arătate mai sus; se capsulează de obicei în asemenea cazuri întregul circuit din care fac parte micropiesele.

Problema microminiaturizării radioelectronice a fost abordată la noi în țară în unele articole încă în anii trecuți [2], [7].

În articolul de față, al cărui conținut nu prezintă caracter de originalitate, se reia problema și se particularizează la cazul microrezistențelor, urmînd a fi continuată pentru alte micropiese pasive și active, pentru metode de măsurare etc.

În articolele amintite mai sus şi în lucrări ale autorilor străini se amintesc următoarele căi principale ale microminiaturizării :

a) tehnica micromodulelor ; b) tehnica circuitelor bidimensionale ; c) tehnica circuitelor solide (tridimensionale), deşi în practică nici acestea nu sînt precis delimitate una în raport cu celelalte.

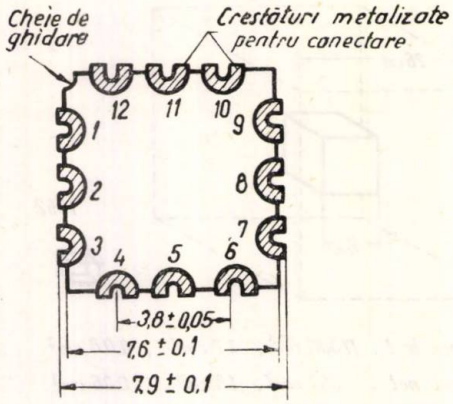



Fig. 2. *Plăcuţă suport (configuraţie geometrică)*

Se mai aminteşte ca o tehnică de viitor, electronica moleculară (molectronica) ale cărei limite încă nu au fost clar conturate.

Elementul comun ale celor trei căi amintite mai sus este folosirea unor plăcuţe suport izolante (substrat) (figura 2), din ceramică sau sticlă în cazul primelor două tehnici şi din material semiconductor, — în special siliciu —, în cazul celei

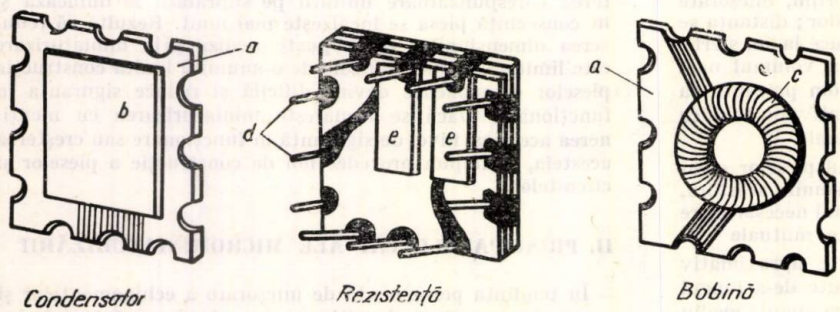



Fig. 3. *Plăcuţe suport cu elemente pasive* :
*a* — plăcuţe suport ; *b* — peliculă de condensator ; *c* — înfăşurarea bobinei : *d* — borne conductoare : *e* — peliculă rezistivă

de a treia tehnici, pe care se depun prin metode potrivite (evaporare sau dezintegrare), deobicei în nişe special amenajate, straturi rezistive pentru realizarea rezistenţelor, straturi dielectrice pentru realizarea condensatoarelor şi straturi conductive pentru realizarea cablajului conductor.

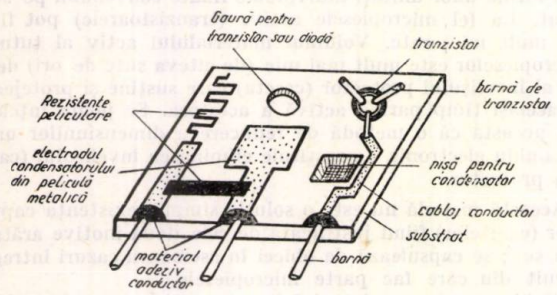



Fig. 4. *Cîteva piese componente ale unui microcircuit*

Pentru realizarea dispozitivelor semiconductoare miniaturală, plăcuţele de siliciu sînt supuse mai întîi unui proces de purificare după care urmează formarea joncţiunii adăugînd impurităţi prin aliere sau difuzie ; în procesul de difuzie care realizează o comandă mai precisă a adîncimii şi concentraţiei impurităţilor decît alierea, plăcuţele de siliciu se încălzesc la aproximativ 1 200°C în prezenţa gazului cu impurităţi ; impurităţile gazoase lovesc suprafaţa şi difuzează în plăcuţă, formînd un strat de tip *n* sau *p* în funcţie de proprietăţile caracteristice ale impurităţii.

Pe plăcuţele suport se depun de asemenea elemente active şi inductive a căror tehnică bidimensională este în faza de a fi pusă la punct (fig. 3) ; pentru ca acestea să nu apară ca proeminenţe pe plăcuţă se realizează cît mai plate şi la dimensiuni minime posibile sau cel mai adesea se îngroapă în masa substratului ori se montează în decupări practicate în plăcuţă.

Pe aceiaşi plăcuţă se pot depune una sau mai multe micropiese, care interconectate pot forma elemente de circuit, o parte a unui subansamblu ori un subansamblu complet ; se pot interconecta micropiese stratificate cu piese subminiatură formînd astfel elemente ale unui circuit hibrid. În tehnica mondială se merge fie pe ideea montării unei singure micropiese pe o plăcuţă suport, fie pe cea a montării mai multor micropiese interconectate pe aceiaşi plăcuţă suport (fig. 4) ; acest fapt hotărăşte deobicei alegerea dimensiunilor suportului ; astfel se folosesc în prezent plăcuţe suport standardizate de formă pătrată, dreptunghiulară cu dimensiuni de 7,9 × 7,9 mm în S.U.A., 10×15 mm în R.D.G., 10×10 mm în U.R.S.S. şi R.S.C. sau de formă exagonală cu latura de 6 mm în R.F.G. etc.

Grosimea plăcuţelor variază între 0,2 şi 1 mm în raport cu posibilităţile tehnologice de prelucrare şi de plantare a micropieselor.

Mai multe plăcuţe suport conţinînd fiecare cîte una sau mai multe micropiese ca elemente de circuit (pasive, active sau combinaţii ale acestora), se montează suprapuse la distanţe convenabile cît mai mici formînd elemente de circuit, părţi ale unui subansamblu, un subansamblu sau chiar ansamblul întreg, interconectîndu-se ca în figura 5, ceea ce constituie un micromodul iar ansamblul operaţiunilor numindu-se tehnica micromodulelor.

Avantajul principal al acestei tehnici este micşorarea volumului elementelor de circuit.

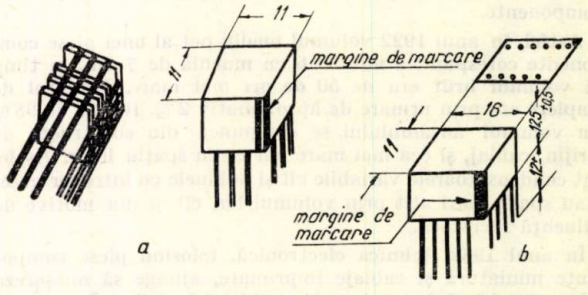



Fig. 5. *Micromodul rezultat prin asamblarea plăcuţelor suport* :
*a* — plăcuţe suport de formă pătrată ; *b* — plăcuţe suport de formă dreptunghiulară

Tehnica bidimensională se realizează prin diverse metode de depunere (fotogravură, depunere în vid prin evaporare sau dezintegrare) a diferitelor materiale (metale, dielectrice, semiconductoare), pe plăcuţe suport bine şlefuite, din sticlă, cera-

mică, mică etc. fapt care face ca grosimea lor să fie mult redusă față de celelalte două dimensiuni, lățimea și lungimea. Prin această tehnică s-au obținut elemente pasive și active, comparabile ca valoare cu elementele clasice corespunzătoare.

Dacă tehnica micromodulelor menține încă într-o mai mare măsură interconectarea pieselor prin puncte de sudură clasice, tehnica bidimensională le elimină în mare măsură, aducînd avantaje esențiale ca : economie de spațiu, reducerea greutății elementelor (mărirea raportului rezistență/greutate), micșorarea consumului de energie, siguranța în funcționare ca urmare a cuplajului strîns și solid din punct de vedere mecanic, electric, termic între micropiese, ceea ce duce la schimbări identice în caracteristici.

Tehnica de microminiaturizare cu circuite solide (tridimensională) este mai complicată decît cea cu circuite bidimensionale sau decît tehnica micromodulelor. Dacă se cunosc elementele teoriei semiconductoarelor, circuitele solide se pot explica ușor [2], [1], [5].

## III. REALIZAREA PLĂCUȚELOR SUPORT

S-a încercat realizarea plăcuțelor suport din diverse materiale : anorganice (ceramică, sticlă etc)., plastice sau semiconductoare.

Plăcuțele suport pentru tehnica bidimensională se realizează din sticlă sau din materiale ceramice ; pulberea de material ceramic se formează (mulează) în plăcuțe prin presare sau prin turnare ; se face apoi sinterizarea la temperaturi ridicate. Materialele ceramice permit depunerea de metale prin mijloace mecanice sau prin evaporare, straturile depuse putîndu-se fixa prin ardere. Din materialele de înaltă permitivitate, se pot obține condensatoare de înaltă valoare, prin metalizarea ambelor fețe ale substratului. Sticla prezintă avantaje întrucît se poate netezi bine ; materialele plastice nu constituie suporturi potrivite din cauza rezistenței lor termice reduse pentru procesele în care intervine arderea.

Materialele semiconductoare se pot folosi ca suport în tehnica bidimensională, dacă pe suprafața lor se depune o peliculă izolantă ; ele prezintă avantaje deoarece anumite elemente ale circuitului pot face parte la nevoie, din însăși materialul plăcuței (cazul circuitelor solide). În ultimul timp s-au realizat plăcuțe suport din forsterit — silicat de magneziu ($Mg_2\ SiO_4$), steatit — silicat hidrat de magneziu ($Mg_2\ OH_2$) $SiO_{i0}$ ; titanit — silicat de calciu și titan (Ca TiO) $SiO_4$.

Plăcuțele suport din material ceramic, sticlă sau semiconductor se taie la dimensiunile dorite prin diverse procedee din care amintim informativ ;

— tăiere cu roți impregnate cu diamant ;

— tăiere cu sîrmă de molibden-tungsten întinsă, ce se rotește pe doi tamburi dute-vino ;

— prin zgîriere și rupere (plăcuțele pentru tăiat se lipesc pe o fișie de bandă gumată, se trec pe sub mașină de ghidaj, și se zgîrie din ce în ce mai adînc pînă la rupere ;

— tăiere prin abraziune pneumatică sau sablare, folosind un material dur cum este pulberea de alumină sau carborund cu granulație fină, care este transportată de aerul comprimat la înaltă presiune și lovește plăcuța pe porțiunea de tăiere (putînd tăia și găuri de formă complicată) ;

— prin tăiere ultrasonică, folosind un traductor cu magnetostricțiune care acționează o unealtă de metal moale, ce se mișcă într-un lichid care conține pulbere abrazivă și care produce o microașchiere a plăcuței.

După tăiere, plăcuțele se șlefuiesc.

Întrucît peliculele fine rezistive ce se depun pe suprafața plăcuțelor trebuie să fie uniforme, (oricît de mare ar fi suprafața pe care se întind sau oricît de lungi ar fi traseele lor, și cu spații înguste și apropiate), după șlefuire și verificarea planeității, suprafața plăcuțelor se examinează cu microscopul stereoscopic și metalografic. Curățirea substratului se face cu substanțe chimice cu o mare reactivitate. Existența unor rugozități (neuniformități superficiale) de 50 Å ar fi de același ordin de mărime cu grosimea peliculelor rezistive și pe o plăcuță cu astfel de neuniformități obținerea unor microrezistențe uniforme ar fi dificilă.

Pentru posibilități de interconectare, plăcuțele sînt prevăzute cu un număr de crestături (3, 5, 9 la număr) pe margine, prin care trec bornele de legătură.

## IV. REALIZAREA MICROREZISTENȚELOR

Se cunosc astăzi mai multe procedee pentru pregătirea plăcuțelor suport în vederea depunerii straturilor rezistive.

Vom descrie pe scurt, numai principial, (procesul tehnologic fiind mai complex), unul din procedeele de pregătirea

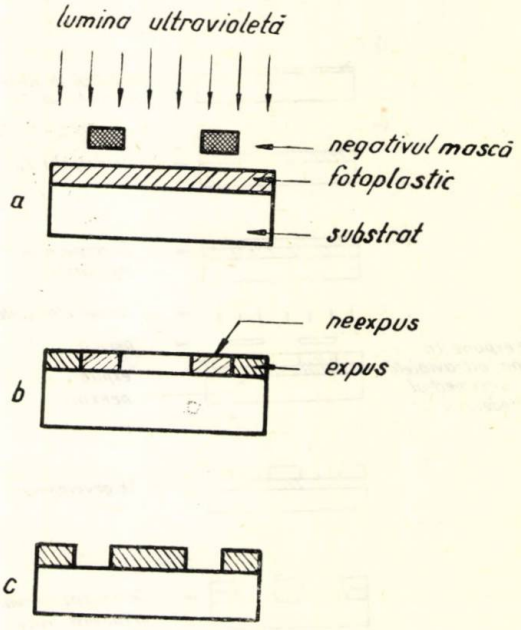



Fig. 6. *Etapele de utilizare a fotoplasticului* :
*a* — în timpul expunerii ; *b* — după expunere *c* — după developare.

plăcuțelor suport de sticlă pentru microrezistențe cu Ni—Cr, care cuprinde mai multe etape. După descrierile procesului făcute în literatura de specialitate [1], și care au fost experimentate cu succes la noi în țară de către IFB, aceste etape sînt următoarele :

— după degresarea cu un detergent, spălare cu apă și apoi cu alcool pur, plăcuțele de sticlă s-au acoperit cu un strat de crom de circa 5 Å prin evaporare în vid la temperatura de cîteva sute de grade Celsius ținîndu-se seama că temperatura de evaporare a Cr trebuie să fie mai mică decît cea de înmuiere a plăcuței ; se obține astfel o aderență mărită pe placă ; stratul de crom trebuie să fie foarte subțire și neconductor căci șuntează rezistențele definitive de Ni—Cr ce urmează a se depune pe plăcuță ;

— pe plăcuță se depune apoi prin același procedeu un strat de Cu electrolitic de 2 000 Å, care peste primul strat de Cr va adera mai ușor ;

— după o nouă degresare, spălare și uscare, pe plăcuța cu un strat subțire de Cr și unul mai gros de Cu se depune un strat omogen dintr-o emulsie fotosensibilă (alcool polivinilic și bicromat de amoniu) pregătită după o anumită rețetă (fig. 6) ;

— se fixează pe plăcuța cu emulsie un negativ fotografic al configurației geometrice al micropiesei sau micropieselor de Ni-Cr și se expune apoi luminii ultraviolete obținută de la o sursă potrivită timp de circa o oră (fig. 7) ;

— după developare plăcuța se introduce pentru cîteva minute într-o soluție de clorură ferică neutralizată pentru îndepărtarea stratului de Cu din regiunile neexpuse ;

— se îndepărtează emulsia rămasă pe plăcuță prin spălare în tetraclorură de carbon fierbinte sau în apă fierbinte. Plăcuțele suport sînt acum pregătite pentru depuneri prin evaporare a peliculei de aliaj Ni—Cr (80 % Ni, 20 % Cr) ; acest aliaj aderă bine pe suportul dielectric și are o rezistivitate de aproximativ 300 Ω pe cm² la grosimea de 50 Å ; este necesară o rezistivitate mare a materialului întrucît grosimea minimă la care stratul este continuu, este de circa 50 Å, grosime la care trebuie să se obțină pe o suprafață cît mai mică rezistențe de valori suficient de mari. De asemenea coeficientul termic al rezistenței electrice $\alpha$ trebuie să fie mic (la

aliajul amintit este $5 + 50 \cdot 10^{-6}$ grad$^{-1}$) pentru a nu avea loc modificări sensibile ale rezistenței la variațiile de temperatură ale mediului ambiant sau la disiparea de energie în circuit.

Pentru evaporarea în vid a aliajului 80 % Ni și 20 % Cr se poate folosi o instalație specială de sticlă (avînd un sistem

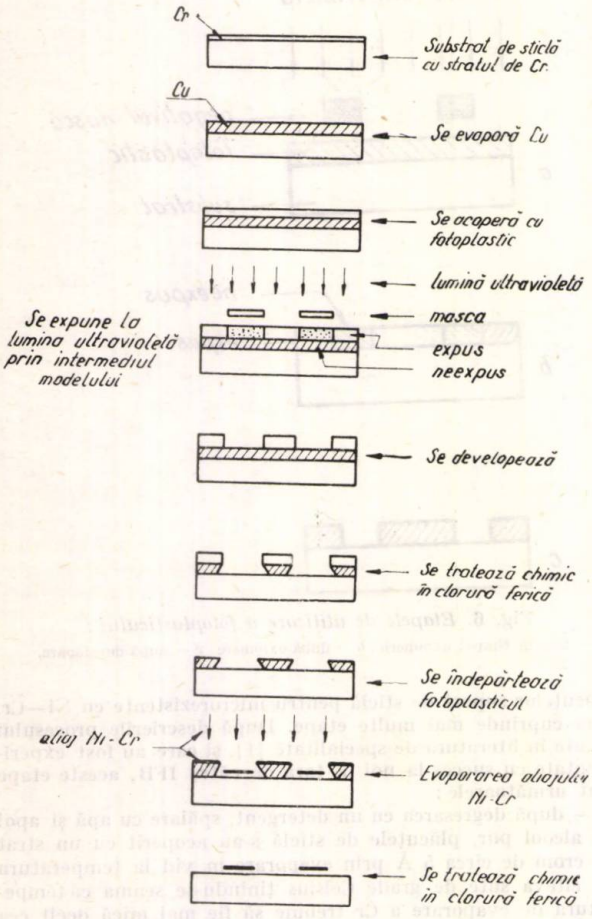



Fig. 7. *Etapele procesului de utilizare a măștilor depuse, necesare pentru realizarea modelelor de înaltă precizie destinate aliajului Ni-Cr sau altor materiale.*

de răcire adecvat), vidul avînd o valoare de $1 \cdot 10^{-4} - 1 \cdot 10^{-5}$ torri; sub vid într-un dispozitiv se fixează un fir de Ni—Cr θ 0,5 de aproximativ 10 cm lungime iar la cîțiva centimetri distanță de fir se montează plăcuța suport de sticlă lipită pe o tavă-cuptor din ceramică după ce ansamblul lor (tavă cu plăcuță) s-a încălzit la 350—400 °C. Dacă plăcuța suport nu este încălzită, pe timpul evaporării pelicula de Ni-Cr este nestabilă.

Evaporarea aliajului Ni-Cr se face treptat pînă la aproximativ 1 200°C. Rezistența straturilor de Ni-Cr se măsoară cu o punte Wheatstone. Procesul de depunere se oprește cînd stratul a atins dimensiunea corespunzătoare valorii rezistenței dorite; se ține seama la întreruperea procesului, de diferențele datorate tratamentului termic final. După răcirea instalației și dezlipirea plăcuței de sticlă de pe tava-cuptor de ceramică, aceasta se spală în soluție de $Cl_3Fe$.

Folosind în locul plăcuței suport de sticlă o plăcuță de ceramică, rezistența superficială obținută va fi de aproximativ 4 ori mai mare datorită neregularităților relative ale suprafeței materialului ceramic în comparație cu sticla. Pentru stabilizare, pelicula de Ni-Cr se tratează termic (fig. 8); o dată cu încălzirea, rezistența crește ca apoi să descrească la răcire, pînă la temperatura ambiantă.

După depunerea peliculei de Ni-Cr se fixează pe plăcuța suport electrozii de contact. Pentru aceasta se folosește o mască de Cu; se depune pe micropiesă un strat de Al pe care se aplică apoi conexiuni θ 0,2 mm de Cu care s-au lipit în prealabil cu cositor pe foi subțiri de tablă de Cu de dimensiuni 1 × 1 mm și de 0,05 mm grosime.

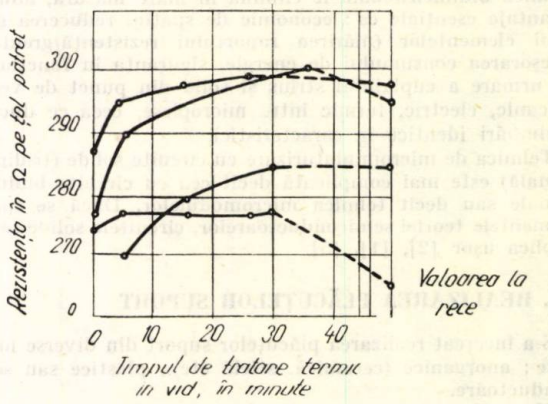



Fig. 8. *Efectul exercitat de tratamentul termic ulterior asupra stabilității rezistenței*

Cînd se urmărește depunerea peliculei după anumite modele se folosesc măști corespunzătoare din foiță de Cu, materialul vaporizat depunîndu-se prin spațiile din mască; pentru ca atomii vaporizați să se deplaseze rectiliniu și să nu sufere deviații sensibile datorită ciocnirii cu alți atomi sau molecule, precum și pentru înlăturarea pericolului de exidarea peliculei depuse, se recomandă ca vidul să fie înaintat ($1 \times 10^{-5}$ torri).

Aliajul Ni—Cr nu are o rezistivitate ridicată și de aceea nu se pot obține din el pelicule de rezistență prea mare (valori mai mari de 500 kΩ). Pentru obținerea unor straturi peliculare rezistive de mai mare precizie se folosesc în afară de măști de Cu amintite și măști intermediare organice. Un aliaj care prezintă calități de bună aderență și rezistivitate convenabilă este cel compus din 20 % Cr, 74 % Ni, 3 % Fe, 3 % Al experimentat în alte țări. [1].

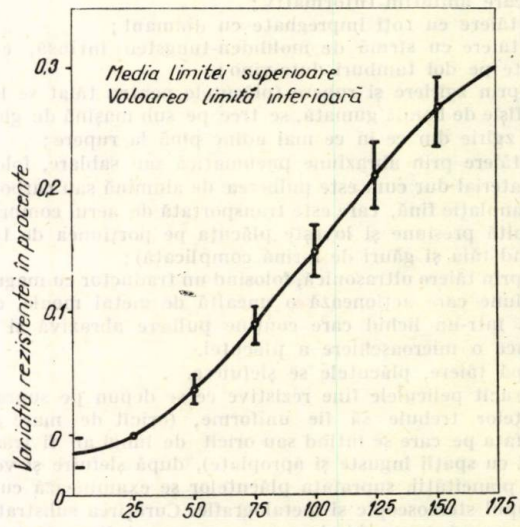



Fig. 9. *Rezistența cu peliculă fină Ni — Cr pe bioxid de siliciu cu o valoare medie de 240 kΩ, stabilă la temperatură*

Cînd aliajul Ni—Cr se depune sub formă de peliculă pe plăcuța suport din bioxid de siliciu, se obțin rezistențe de pînă la 240 kΩ cu o bună stabilitate la temperatură (fig. 9);

Variațiile permanente ale microrezistenței peliculare survenite în timp, se arată în figura 10.

Alte metode de depunerea peliculelor subțiri în vid sînt dezintegrarea catodică și bombardamentul electronic.

În afară de depunerea peliculelor metalice în vid mai amintim :

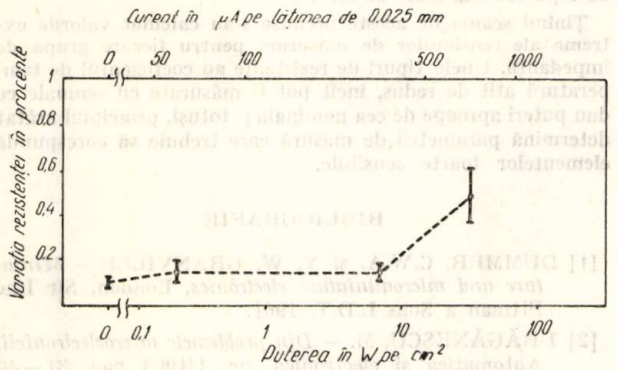



Fig. 10. *Variații permanente la rezistențele cu peliculă fină, după 1000 ore la 125°C.*

— depunerea electrică (unde substratul cu masca respectivă formează catodul, iar metalul pentru depus este anodul, ambele cufundate într-un electrolit prin care circulă curentul) ;

— depunerea chimică și prin site.

Peliculele rezistive se mai pot realiza prin diverse procedee din :

— peliculele de carbon de cracare (depunerea unor vapori adecvați de hidrocarbură pe o plăcuță suport din ceramică la temperatura de circa 1 000 °C) ;

— pelicule metalice arse (aur, platină sau aliaje aur-platină), peliculele se ard pe plăcuțele suport de sticlă sau ceramică emailată ;

— pelicule pulverizate de oxizi metalici (cositor și antimoniu ale căror cloruri se pulverizează pe suprafețe de sticlă sau ceramică înroșite termic) ;

— pelicule de tantal depuse prin dezintegrare catodică ; dezintegrarea este asigurată printr-o descărcare electrică între două plăci, într-un gaz de joasă presiune (cum ar fi argonul) ; atomii de gaz ionizați sînt accelerați în cursa lor către catodul din tantal de un cîmp intens și ca urmare a bombardamentului, energia cinetică degajată disociază atomii de tantal, și rezultă o difuzie pe anod. Metoda este mult mai simplă ca timp de lucru și utilaj decît metodele prin vaporizarea în vid ; depunerile sunt aderente, stratul uniform, și nu necesită suprafețe de evaporare multiple și greu de controlat ;

— pelicule din cerneluri rezistive ; o astfel de cerneală indicată în lucrări de specialitate este un amestec de : 100 părți gravimetrice (rășină lichidă epoxi) ; 7 părți gravimetrice de complex de triflorură de bor și piperidină ; 15 părți gravimetrice de pulbere de carbon. S-au obținut rezistențe cu valori de 10—100 kΩ.

Cînd rezistențele peliculare realizate printr-unul din procedeele amintite mai sus au valori mai mici decît cele nominale propuse, acestea se pot ajusta ca valoare prin abraziune ; cînd valorile sînt peste cele nominale ele se reduc prin tratare termică, prin suflare cu aer fierbinte (în fig. 11 se arată variația valorii rezistenței peliculare cu grosimea).

Toleranțele rezistenței sînt în funcție de lățimea liniei și de rezistența materialului din care e realizată pelicula. Toleranțe mai rigide se obțin controlînd rezistența în timpul depunerii și oprind procesul aproape de valoarea dorită și prin cunoașterea precisă a momentului cînd în material apar schimbări mici de rezistență.

În prezent se pot realiza microrezistențele peliculare cu toleranțe de ±5 % cu o lățime a liniei de 0,03—0,04 mm și o rezistență a peliculei de 400 Ω pe unitatea de suprafață.

În ultimul timp tehnica mondială a realizat pelicule de Ni—Cr în straturi de 15 μ cu rezistențe de 200 Ω/cm² la puteri de 1 W/cm², obținîndu-se rezistențe cu domeniul 1 kΩ la 0,1 MΩ. Coeficientul de temperatură se situează la valoarea de $5 \times 10^{-5}$/°C. În fig. 12 se arată microrezistențe peliculare de Ni—Cr cu valori de 470 Ω și de 4,7 kΩ cu toleranțe de ±10 %.

Prin vaporizarea unui aliaj de bioxid de siliciu și crom s-au obținut rezistențe de 4 000 de ohmi, pe suprafețe de

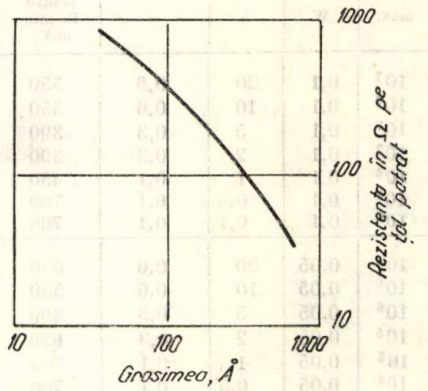



Fig. 11. *Variația rezistenței peliculei în funcție de grosime*

0,3 × 6 mm². Precizia rezistenței este de ±2 % și coeficientul de temperatură de 5 × $10^{-5}$/°C.

Cu rezultate mai bune se folosește astăzi tehnica obținerii rezistenței peliculare din elemente monometalice dintre care tantalul prezintă avantajul autoacoperirii cu un strat de oxid protector ; cu filme de 20—100 microni grosime se obțin rezistențe pînă la valoarea de 100 Ω ; rezistențe în meandre se realizează cu pelicule late de 50—200 microni ; rezistențele

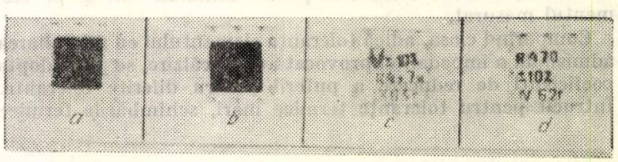



Fig. 12. *Microrezistențe peliculare*

de 0,5—1MΩ se obțin din pelicule de tantal late de 50 microni și lungi de 50 cm depuse pe o suprafață totală de sub un cm².

Stabilirea (reglarea) valorii rezistențelor peliculare din tantal se face prin oxidarea anodică ; pe măsură ce stratul de pentaoxid de tantal ($Ta_2O_5$) crește pe suprafața peliculei, valoarea grosimii stratului util se micșorează și rezistența suprafeței se mărește ; se pot obține precizii de reglare de pînă la 0,1 % ; pentaoxidul de tantal asigură micropiesei protecție contra coroziunii și îi mărește stabilitatea. Ca urmare a slabei sensibilități la temperatură și la variațiile de tensiune, microcircuitele cu piese din tantal prezintă o mare stabilitate a elementelor. Puterea admisibilă a microrezistențelor astfel obținute ajunge pînă la 5 W/cm².

## V. DESPRE MĂSURAREA MICROREZISTENȚELOR

Tehnica microminiaturizării radioelectronicii a creat nu numai noi probleme tehnologice, dar și probleme de măsurare a valorii microelementelor.

Nu vom prezenta aci metode de măsurare a microrezistențelor, care pot face obiectul unei expuneri mai ample, ci ne vom opri asupra cîtorva considerațiuni generale.

Microrezistențele folosite în microcircuite se caracterizează prin valori admisibile reduse ale pierderilor ; acest fapt conduce atît la necesitatea reducerii corespunzătoare a tensiunii de măsurare în aparatura de măsură a impedanței cît și la folosirea unei aparaturi de măsură de înaltă sensibilitate. În tabela 1 se prezintă valorile tip ale rezistenței, toleranțele și puterile admisibile.

**Valorile tip ale microrezistenţelor; toleranţele şi puterile admisibile**

*Tabela 1*

| $R_{nom}$ | | $P$ | clasa | Coeficient de scăderea puterii: $m$ | $U_{alim.}$ | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| min. | max. | W | % | – | pentru R. min m.V. | pentru R. max. m.V. |
| 5 | $10^7$ | 0,1 | 20 | 0,6 | 550 | 750 |
| 5 | $10^7$ | 0,1 | 10 | 0,6 | 550 | 750 |
| 5 | $10^7$ | 0,1 | 5 | 0,3 | 390 | 550 |
| 5 | $10^7$ | 0,1 | 2 | 0,3 | 390 | 550 |
| 20 | $10^6$ | 0,1 | 1 | 0,1 | 450 | 100 |
| 50 | $10^6$ | 0,1 | 0,5 | 0,1 | 700 | 100 |
| 50 | $10^6$ | 0,1 | 0,1 | 0,1 | 700 | 100 |
| 10 | $10^6$ | 0,05 | 20 | 0,6 | 550 | 170 |
| 10 | $10^6$ | 0,05 | 10 | 0,6 | 550 | 170 |
| 10 | $10^6$ | 0,05 | 5 | 0,3 | 390 | 120 |
| 50 | $10^5$ | 0,05 | 2 | 0,3 | 620 | 40 |
| 100 | $10^5$ | 0,05 | 1 | 0,1 | 700 | 22 |
| 100 | $10^4$ | 0,05 | 0,5 | 0,1 | 700 | 7 |
| 20 | $5\times10^5$ | 0,01 | 20 | 0,6 | 350 | 55 |

Primul parametru care se ia în consideraţie la determinarea condiţiilor de măsurare este puterea nominală, Pn. Aplicarea unui semnal ce conduce la o putere mai mare decît cea nominală, poate distruge elementul , iar lucru aproape de limitele admisibile provoacă schimbarea valorii impedanţei elementului din cauza încălzirii. Fenomenul apare cu atît mai evident cu cît volumul şi deci suprafaţa de răcire a elementului este mai redusă, consecinţă inevitabilă la microminiaturizări. Se recomandă a se evita deci, efectuarea măsurătorilor care conduc la puteri nominale întregi pe elementul măsurat.

Comparînd clasa, adică toleranţa elementului cu schimbarea admisibilă a impedanţei provocată de încălzire, se pot adopta coeficienţi de reducere a puterii pentru diferite toleranţe. Întrucît pentru toleranţe termice mari, schimbările termice ale impedanţei sînt aproape neglijabile, se pot efectua măsurători ale rezistenţelor de clasa 20 % şi 10 % cu semnale ce dau o putere de aproximativ 0,6 Pn.

Microrezistenţele din clasa 5% şi 2% necesită reducerea puterii de măsurare pînă la 0,3 Pn, iar cele din clasa 1 % şi mai bune nu trebuie să fie măsurate cu un semnal ce dă o putere mai mare de 0,1 Pn.

Ţinînd seama de aceste premise s-au calculat valorile extreme ale tensiunilor de măsurare pentru fiecare grupă de impedanţă. Unele tipuri de rezistenţe au coeficientul de temperatură atît de redus, încît pot fi măsurate cu semnale ce dau puteri aproape de cea nominală; totuşi, principiul arătat determină parametrii de măsură care trebuie să corespundă elementelor foarte sensibile.

BIBLIOGRAFIE


[1] DUMMER, C.W.A. şi Y. W. GRANVILLE — *Miniature and microminiature electronics*, London, Sir Isac Pitman a Sons L.D.T. 1961.

[2] DRĂGĂNESCU, M. — *Din problemele microelectronicii*, Automatica şi electronica, nr. 1/1963 pag. 31—40

[3] * * * — *Tantalshaltungen zweidimensional*, Radio-mentor, nr. 9/1963, pag. 751—752.

[4] * * * — *Micro-circuits a film de tantale*, Electronique profesionnelle, nr. 328, iunie, 1963, pag. 75—77.

[5] KEONJIAN EDWARD — *Microelectronics, Theory Design and Fabrication*, New York, Mc. GRAW-HILL, Book Company, 1963.

[6] GAERTNER, W. W. şi M. SCHULLER — *Micropower circuits, New Fronter în Solide State*, Electronics, nr. 39, vol. 36, 1963, pag. 47—53.

[7] DRĂGĂNESCU, M.—*O propunere de traziştor inductiv*, Telecomunicaţii nr. 4/1962 pag. 169—170.

[8] DANKO, S. F. — *Printed circuits and microelectronics*. Proceedings IRE, 50/1962, pag. 937—945.

[9] SCHLABACH, T. D. şi D. K. RIDER — *Printed and integrated circuity* Materials and Processes, MC GRAW HILL Book Company, 1963.

[10] MANFIELD, H. GR. şi A. LETCHFORD — *Engineering and microcircuit module*, Electronic Engineering, Octombrie, 1963, vol. 35, pag. 428—440.


# Coroziunea cablurilor telefonice subterane. Acţiunea solului în procesele de coroziune

*(urmare din pag. 460)*

Deoarece pH nu este decît un criteriu pentru activitatea hidrogenului, adică pentru ionii de hidrogen care se găsesc în soluţie şi nu arată cantitatea de acid care se găseşte în sol, se impune ca determinarea valorii pH să fie asociată întotdeauna cu măsurarea rezistivităţii, potenţialelor naturale şi a structurii geologice (eventual gravimetrice) ale solului, pentru o determinare precisă a agresivităţii solului.

În concluzie, asupra instalaţiilor telefonice subterane acţionează o mulţime de factori care tind să distrugă prin coroziune fie canalizarea telefonică fie cablurile subterane şi împotriva cărora se impune luarea unor măsuri de protecţie a cablurilor şi instalaţiilor telefonice subterane.

BIBLIOGRAFIE


[1] * * * — *Recomandations concernant la protection des cables souterraines contres la corrosion*, CCITT L-union Internaţionale des Télècommunications, Berne 1961, pp 7,1/1—1/7, II/I, V/I—V/7, IX/I, IX/5—IX/15 — — IX/18—X/1

[2] PROSCIN E. A. *Montarea liniilor de cabluri*, Bucureşti, Editura Energetică de Stat, 1954, pag. 139 — 144.

[3] — MIHAILOV, M. I., ACULENOK, V. N., MARCENKO, A. F. *Protecţia împotriva coroziunii a cablurilor de telecomunicaţii interurbane* Bucureşti, Editura Energetică de Stat 1955, pag. 121—144.

[4] * * * — *Prima consfătuire pe ţară privind materialele electrochimice (electroizolante)* A.S.I.T. Timişoara, 1960 pag. 95, 98, 201, 212, 245—266

[5] MAUCH H.: *Probleme der Bleikabelcorrosion. 5* Mitteilung. Technische Mitteilung P.T.T. nr. 6, 1957.

[6] HAGYMAS, GH., FIROIU, C., RADOVICI, O. *Coroziunea şi protecţia metalelor* Bucureşti, Editura Tehnică, 1964, pag. 129—171, 299—357.

Ing. OCTAVIAN F. MANGIUREA
Ing. ALEXANDRU GLIGA

# Redresoare cu tensiune stabilizată și filtrată pentru alimentarea centralelor telefonice automate

Redresoarele nestabilizate folosite pînă acum doi ani pentru alimentarea centralelor telefonice automate, nu permiteau menținerea tensiunii de alimentare a centralei între limitele admisibile decît prin folosirea bateriei în tampon în condiții foarte neprielnice.

La scăderea tensiunii rețelei, sau la creșterea sarcinii centralei în cazul folosirii bateriei de acumulatoare în tampon, curentul debitat de baterie era foarte mare, ceea ce micșora capacitatea bateriei ne mai putînd face față în cazul eventualelor deranjamente.

Prin folosirea redresoarelor cu tensiune stabilizată, bateria lucrează în tampon la o tensiune de 2,1 — 2,15 V/element, fapt care duce la conservarea deplină a bateriei. Avantajul principal al redersoarelor cu stabilizare de tensiune constă în faptul că se poate menține tensiunea între limite foarte strînse, iar funcționarea centralelor este neafectată de variațiile tensiunii de alimentare. În acest mod se asigură o funcționare mult îmbunătățită a centralelor, reducîndu-se la minimum posibilitățile de greșeli și apelurile false. De asemenea redresoarele stabilizate nu necesită personal pentru supraveghere și reglare. Redresoarele construite la uzina *Electromagnetica* sînt destinate și pentru alimentarea altor dispozitive și aparate așa încît ele s-au proiectat pentru a se obține performanțele cerute fără baterie de acumulatoare în tampon în ceea ce privește filtrajul, stabilitatea și răspunsul tranzitoriu.

În străinătate s-au construit printre altele și următoarele tipuri principale de redresoare cu tensiune stabilizată și filtrată pentru alimentarea centralelor telefonice automate :

— redresoare de 48 V — 80 A (Belgia) ;
— redresoare de 48 V — 100 A (RPU) ;
— redresoare de 48 V — 100 A (URSS).

Performanțele redresoarelor stabilizate, construite la uzina *Electromagnetica*, sînt comparabile cu performanțele redresoarelor amintite mai sus.

La proiectarea acestor redresoare s-au avut în vedere unele particularități constructive ale redresoarelor străine, existînd totuși deosebiri esențiale față de acestea. Astfel sistemul de detecție al erorii tensiunii de ieșire care folosește diode stabilizatoare, nu permite obținerea din traductorul de intrare a unei puteri suficiente pentru excitarea amplificatorului magnetic intermediar. Acest lucru a necesitat înlocuirea amplificatorului magnetic cu un amplificator electronic tranzistorizat.

La redresorul de tip belgian, tensiunea de referință este produsă de un stabilizator ferorezonant iar la cel de tip sovietic, de un stabilizator cu baretor. Aceste piese nu sînt construite în țară, astfel încît noua soluție adoptată în afara calității deosebite a condus la utilizarea unor materiale construite în țară.

La redresorul construit în RPU, detecția erorii se face cu ajutorul regulatoarelor rotative (Brown-Bovery) care au dezavantajul pieselor în mișcare ce au inerție mare.

Primul redresor stabilizat de 48 V — 100A, pentru alimentarea CTA, a fost proiectat la ICTTC. Acest redresor a fost încadrat printre redresoarele cele mai perfecționate. În circuitul de stabilizare al acestui redresor, sînt introduse elemente cu constantă de timp mică, fapt care duce la mărirea stabilității sistemului de reglare automată.

La uzina *Electromagnetica* s-a proiectat un alt redresor de 48 V — 20 A, stabilizat și filtrat. Comparativ cu redresorul 48 V — 100 A el reprezintă un pas înainte, deoarece permite stabilizarea tensiunii de ieșire la variația sarcinii de la 0 — 20 A, prin folosirea bobinei trifazate cu miez saturabil, iar transductorul are un circuit de reacție care permite micșorarea puterii necesare de comandă.

## Redresoarele stabilizate și filtrate

Pînă în prezent, s-au construit în uzina *Electromagnetica* două tipuri de redresoare stabilizate și filtrate :

— redresorul 48 V — 20 A ;
— redresorul 48 V — 100 A

Aceste redresoare au următoarele caracteristici :

Alimentare 3 × 220/380 V, 50 Hz
Variația admisibilă a tensiunii de alimentare — 15% ... + 10%
Variația admisibilă a frecvenței de alimentare ±2%
Curentul continuu debitat :
(a) la redresorul 48 V — 100 A de la 10 A la 100 A ;
(b) La redresorul 48 V — 20 A de la 0 A la 20 A
Componenta alternativă este maximum 5 mV măsurată psofometric
Variația admisibilă a tensiunii de redresare în cazul modificării simultane a mărimilor de mai sus, este de ±2%

În afara de funcțiunea principală de redresor stabilizat, redresorul mai cuprinde o serie de dispozitive și anume :

— dispozitiv de sesizare a rețelei anormale (lipsă fază sau tensiune redusă sub valoarea admisibilă) ;

— dispozitiv de comutare a bateriei de tampon (23 elemente) pe descărcare (26 elemente)

în cazul căderii rețelei sau nefuncționării pe tampon;

— dispozitiv pentru încărcarea bateriilor de acumulatoare cu care redresorul poate funcționa în tampon;

— dispozitiv de conectare și deconectare automată a 2 sau 3 redresoare în paralel la depășirea sarcinii de 100 A respectiv 200 A sau la scăderea ei sub aceste valori.

Întrucît redresorul de 48 V — 20 A a fost proiectat în uzina *Electromagnetica*, se prezintă în continuare acest redresor, deoarece se pot furniza și date de proiectare.

**Redresorul stabilizat de 48 V — 20 A**

Schema de principiu simplificată este prezentată în figura 1.

schemă o bobină trifazată cu miez saturabil. Punctul de funcționare al acestei bobine este astfel ales încît la mersul în gol al redresorului și la valoarea maximă a tensiunii de alimentare, consumul în înfășurarea de sarcină a bobinei să fie maxim, respectiv egal cu curentul minim al transductorului.

Caracteristica de funcționare a bobinei trifazate cu miez saturabil este reprezentată în figura 2.

Pe caracteristica de funcționare este reprezentat punctul mediu de funcționare pentru tensiunea de rețea normală și pentru curentul mediu de sarcină. În figura 3 este reprezentată caracteristica transductorului pentru diverși curenți de reacție de la $I_r$ = o pînă la I = 20 A.

Sistemul de filtraj este format din două celule de filtraj, și dintr-o bobină trifazată cu miez saturabil (fig. 4).

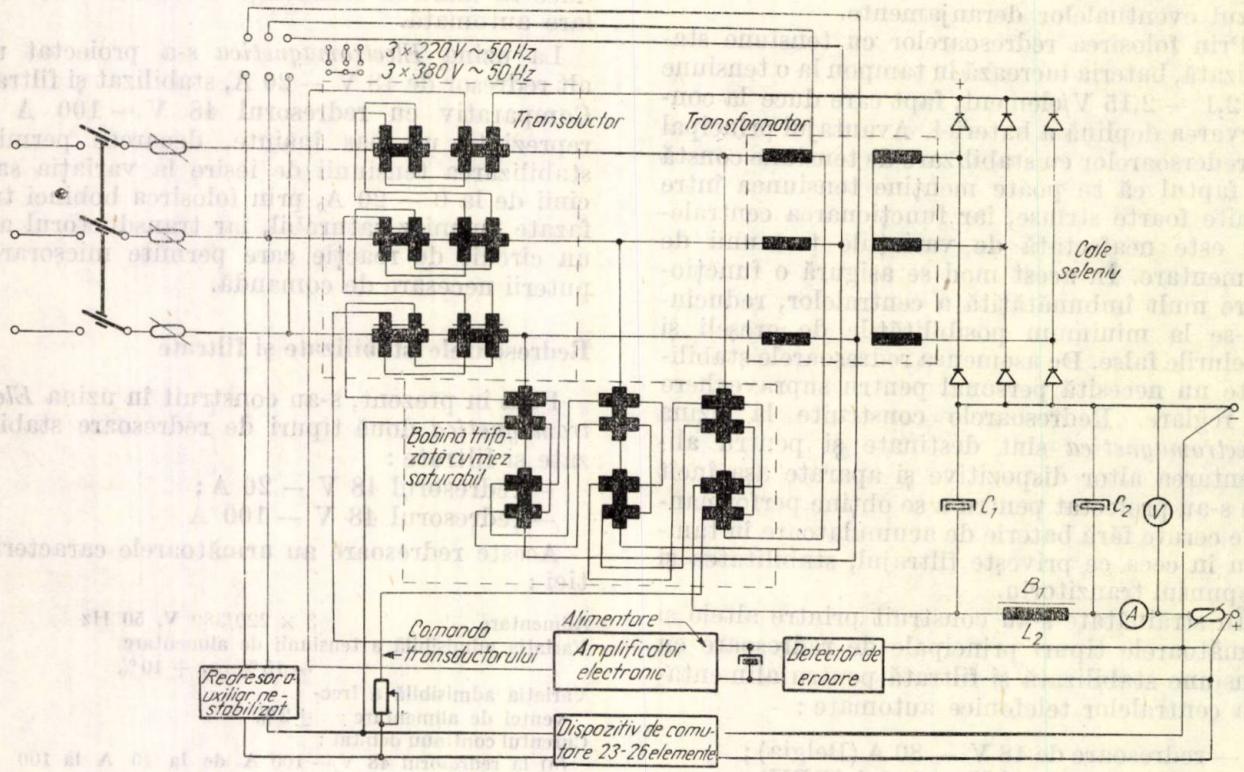



Fig. 1. *Schema de principiu simplificată a redresorului de 48 V — 20 A*

Redresorul este prevăzut cu un sistem de stabilizare automată în care intră: transductorul (amplificator magnetic), element de reglare care primește comanda de la amplificatorul electronic tranzistorizat. Detecția erorii se face în traductorul de intrare care compară tensiunea de referință cu tensiunea de ieșire.

Transductorul are și o înfășurare de reacție proporțională cu curentul continuu redresat, fapt care duce la micșorarea puterii necesară de comandă în circuitul principal de comandă.

Pentru stabilizarea la valori mici ale curentului de sarcină (de la 0 la 10 %) s-a introdus în

Inductanțele serie sînt formate din inductanța înfășurărilor de reacție ale transductorului și bobinei saturabile $L_1$ și din bobina de filtraj $L_2$.

Capacitățile derivație sînt $C_1$ (3 000 μF) respectiv $C_2$ (5 000 μF).

Redresorul este prevăzut cu un sistem de comutare a bateriei de acumulatoare (în cazul funcționării în tampon) de pe 23 elemente (tampon), pe 26 elemente (descărcare) în cazul în care tensiunea de ieșire a redresorului scade sub 47,5 V sau tensiunea rețelei este anormală.

Schema dispozitivului de comutare este prevăzută în figura 5.

Sesizarea erorii tensiunii de ieşire se face cu ajutorul traductorului de intrare prin compara-

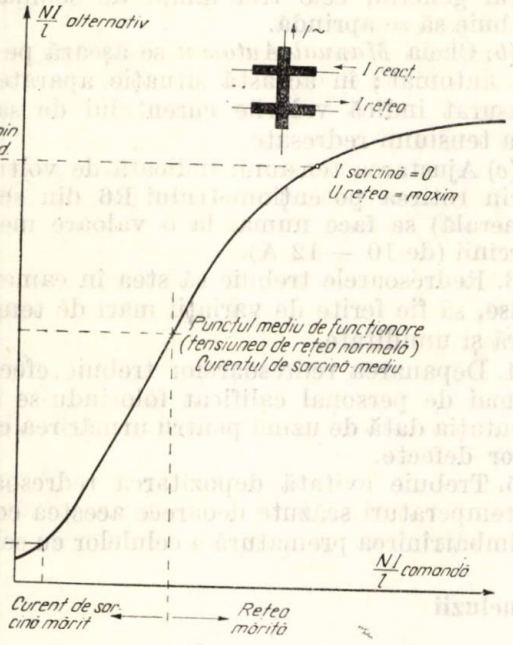



Fig. 2. *Caracteristica de funcţionare a bobinei trifazate cu miez saturabil*

rea tensiunii de referinţă cu tensiunea de ieşire şi cu tensiunea din redresorul auxiliar nestabilizat.

Eroarea amplificată de tranzistorul $T_1$ acţionează releul de comutare pe 26 elemente. Traductorul de intrare este reglat astfel încît releul să comute în condiţiile impuse. Bucla histerezis trebuie să fie cît mai îngustă pentru ca la revenirea în starea normală a tensiunii redresate şi a reţelei dispozitivul să comute pe cele 23 elemente.

Redresorul este asigurat împotriva scurtcircuitelor prin siguranţe fuzibile.

În afara reglajului automat al tensiunii reţelei şi stabilirea ei în cadrul limitelor necesare

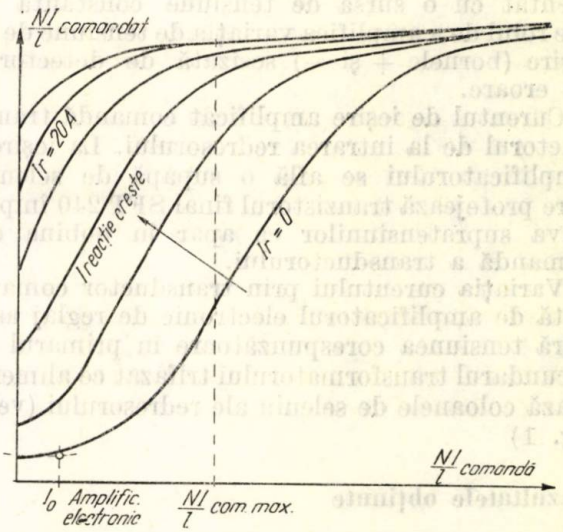



Fig. 3. *Caracteristica transductorului pentru diverşi curenţi de reacţie*

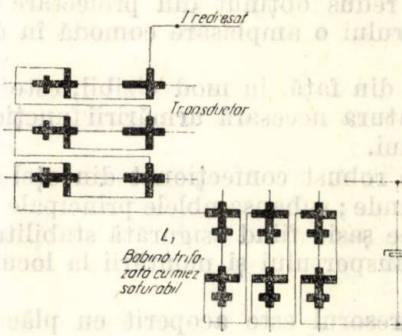



Fig. 4. *Sistemul de filtraj al redresorului stabilizat de 48 V — 20 A*

funcţionării optime a centralelor telefonice automate, redresorul semnalizează optic apariţia tensiunilor anormale în reţea.

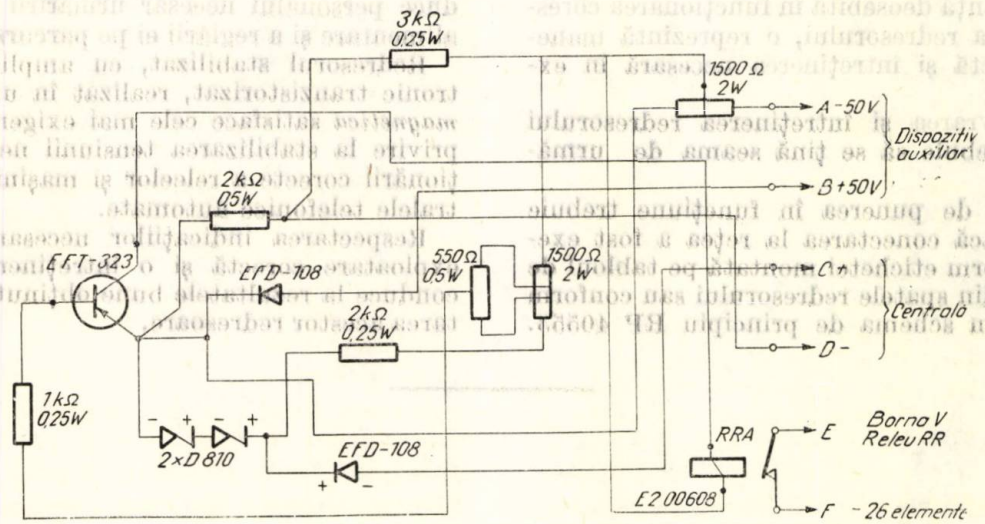



Fig. 5. *Schema electrică a dispozitivului de comutare*

Amplificatorul electronic tranzistorizat, asigură amplificarea în curent continuu cu ajutorul a trei etaje folosind tranzistoarele EFT 323, EFT 131 şi SFT 240. Amplificatorul este alimentat cu o sursă de tensiune constantă şi are rolul de a amplifica variaţia de tensiune de la ieşire (bornele + şi —) sesizată de detectorul de eroare.

Curentul de ieşire amplificat comandă transductorul de la intrarea redresorului. La ieşirea amplificatorului se află o supapă de seleniu care protejează tranzistorul final SFT 240 împotriva supratensiunilor ce apar în bobina de comandă a transductorului.

Variaţia curentului prin transductor comandată de amplificatorul electronic de reglaj asigură tensiunea corespunzătoare în primarul şi secundarul transformatorului trifazat ce alimentează coloanele de seleniu ale redresorului (vezi fig. 1)

## Rezultatele obţinute

Redresorul de 48 V — 20 A stabilizat descris mai sus a dat completă satisfacţie în exploatare.

Gabaritul redus obţinut din proiectare asigură redresorului o amplasare comodă în diferite situaţii.

Pe panoul din faţă, în mod vizibil, este amplasată aparatura necesară urmăririi funcţionării redresorului.

Şasiul este robust confecţionat din oţel cornier şi platbande ; subansamblele principale sînt bine fixate pe şasiu fiind asigurată stabilitatea în timpul transportului şi montării la locul de utilizare.

Întreg redresorul este acoperit cu plăci de oţel uşor demontabile, plăcut finisate cu lac (lovituri de ciocan) de culoare gris. Uşurinţa demontării plăcilor exterioare permite pătrunderea la oricare parte a redresorului prin acesta asigurîndu-se o întreţinere uşoară şi deci o mare disponibilitate produsului.

O importanţă deosebită în funcţionarea corespunzătoare a redresorului, o reprezintă manevrarea corectă şi întreţinerea necesară în exploatare.

La manevrarea şi întreţinerea redresorului stabilizat trebuie să se ţină seama de următoarele :

*1.* Înainte de punerea în funcţiune trebuie controlat dacă conectarea la reţea a fost executată conform etichetei montată pe tabloul de alimentare din spatele redresorului sau conform desenului din schema de principiu RP 40553. Se verifică legarea bornei de pămînt şi legarea bornelor + şi — la centrala telefonică.

*2.* Pentru punerea în funcţie a redresorului se procedează astfel :

(*a*) La pornirea redresorului din întrerupătorul general, cele trei lămpi de semnalizare trebuie să se aprindă.

(*b*) Cheia *Manual-Automat* se aşează pe poziţia automat ; în această situaţie aparatele de măsurat indică valorile curentului de sarcină şi a tensiunii redresate.

(*c*) Ajustarea tensiunii indicată de voltmetru (prin rotirea potenţiometrului R6 din schema generală) se face numai la o valoare medie a sarcinii (de 10 — 12 A).

3. Redresoarele trebuie să stea în camere închise, să fie ferite de variaţii mari de temperatură şi umiditate.

4. Depanarea redresoarelor trebuie efectuată numai de personal calificat folosindu-se documentaţia dată de uzină pentru urmărirea circuitelor defecte.

5. Trebuie evitată depozitarea redresoarelor la temperaturi scăzute deoarece acestea conduc la îmbătrînirea prematură a celulelor cu seleniu.

## Concluzii

Introducerea redresoarelor cu tensiune stabilizată în alimentarea centralelor telefonice automate îmbunătăţeşte radical funcţionarea acestora, întrucît cea mai mare parte a deranjamentelor existente se datoresc fluctuaţiilor inadmisibile ale tensiunii de alimentare.

Bateria-tampon, lucrînd cu o tensiune de 2,1 — 2,15 V/ element se conservă mai bine, siguranţa ei în exploatare crescînd prin lungirea considerabilă a timpului de funcţionare. De asemenea elementele de ajutor (bateria de acumulatoare) sînt menţinute continuu în stare de încărcare (2,2 V/element).

Introducerea redresoarelor stabilizate în alimentarea centralelor telefonice automate reduce personalul necesar urmăririi tensiunii de alimentare şi a reglării ei pe parcurs.

Redresorul stabilizat, cu amplificator electronic tranzistorizat, realizat în uzina *Electromagnetica* satisface cele mai exigente cereri cu privire la stabilizarea tensiunii necesare funcţionării corecte a releelor şi maşinilor din centralele telefonice automate.

Respectarea indicaţiilor necesare pentru o exploatare corectă şi o întreţinere raţională, conduce la rezultatele bune obţinute în exploatarea acestor redresoare.

# cronică

# Aparate electrice și electronice de măsură, prezentate la expoziția britanică de instrumente științifice, industriale și medicale

Între 26 octombrie și 2 noiembrie 1965, în Pavilionul central din B-dul Mărăști nr. 67 — București, a avut loc *Expoziția britanică de instrumente științifice, industriale și medicale*, organizată de Asociția fabricanților de instrumente științifice din Marea Britanie (SIMA), organizație care grupează circa 200 de firme. Aparatele prezentate proveneau de la 29 de firme britanice care, cu excepția a patru firme, fac parte din SIMA.

În cadrul acestei expoziții au putut fi cunoscute aparate reprezentînd atît o tehnică clasică — de exemplu osciloscoape catodice, generatoare RC etc. — cît și aparate de tipuri mai noi, cum ar fi, de exemplu, punți digitale de rezistențe, instalații de măsură centralizată, voltmetre electronice digitale etc.

Ne propunem ca în cele ce urmează să descriem unele din aparatele de măsură electrice și electronice prezentate în cadrul acestei expoziții.

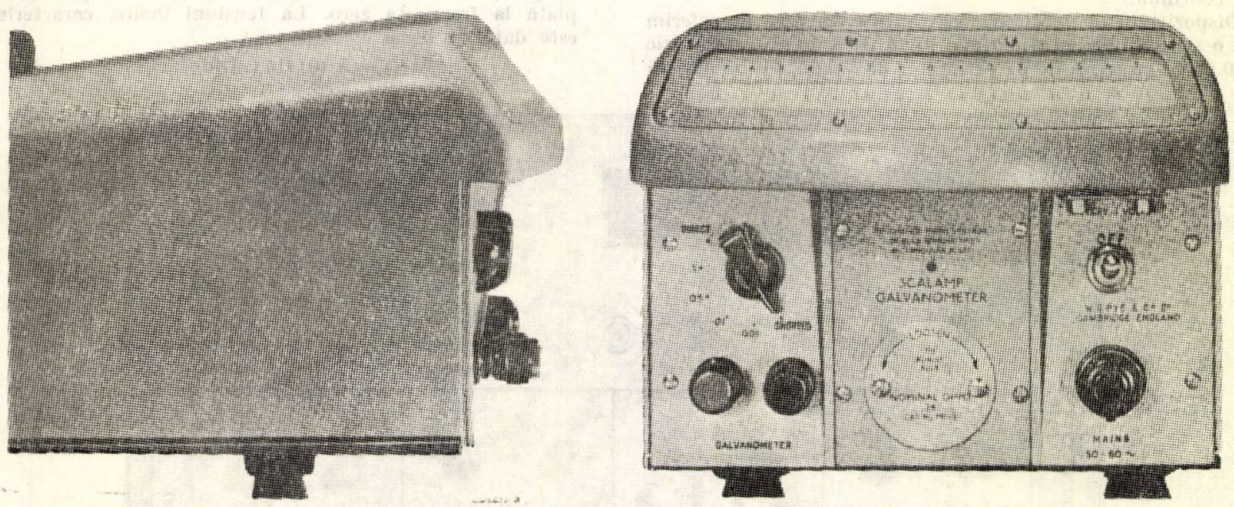



Fig. 1

## Măsuri electrice

În domeniul măsurilor de curent continuu, firma W. G. Pye & Co. Ltd a prezentat, printre altele, un potențiometru universal de precizie, cu vernier, care poate să măsoare în domeniul — 1 μV la +1,90100 V, cu o precizie de ±0,002 %. Aparatul poate fi utilizat ca etalon de laborator pentru măsurători de precizie, de tensiune, rezistență și curent. Etalonarea poate fi făcută în orice moment, fără a altera poziția diferitelor comutatoare. Este prevăzută o compensare a variațiilor care au loc în tensiunea electromotoare a celulei etalon, astfel încît aparatul funcționează între 10 °C și 40 °C

Aceeași firmă a prezentat un alt potențiometru decadic de precizie care permite măsurarea tensiunilor de la —0,1 μV la 1,99999 V, cu o precizie de ±0,001 %.

Ca detector de nul poate fi utilizat un galvanometru cu spot, însoțit de un preamplificator (fig. 1).

Galvanometrele cu spot prezentate au o sensibilitate care merge pînă la 270 mm/μV sau 27 000 mm/μA. Trebuie remarcat însă că perturbațiile accidentale reduc sensibilitatea aproximativ la jumătate.

Timpul de răspuns al preamplificatorului este de circa 2 secunde; preamplificatorul dă un răspuns chiar și pentru un semnal de intrare de 0,1 μV.

Referitor la galvanometrele clasice, unul dintre tipurile prezentate are o sensibilitate de 50 mm/μV, iar altul de 14 700 mm/μA (și 5 760 mm/μC) acesta din urmă avînd o rezistență critică de 100 000 Ω. E vorba de galvonometre cu oglindă, la care citirea se face pe o riglă situată la distanța de 1 m.

Se observă faptul că pentru a mări factorul de amortizare al galvanometrelor și a obține în același timp o comportare bună față de vibrații, unele galvanometre au bobine de suspensie dispusă într-o baie de ulei.

În ceea ce privește măsurarea rezistențelor, aceeași firmă a prezentat o punte Kelvin, cu domeniul 0,2 μΩ la 11 Ω cu o precizie de 0,05 %. De asemenea, o altă punte permite măsurarea rezistențelor de la 3 MΩ la 200 TΩ.

Firma Derritron Instruments Limited a prezentat o punte Wherstone digitală. Valoarea rezistenței este indicată automat de către tuburile digitron. Puntea automată utilizează un amplificator de nul sensibil la fază, tranzistorizat, și un oscilator de 1 kHz. Aparatul lucrează pînă la 10 mΩ.

În domeniul aparatelor de tip clasic utilizate în exploatare se întîlnesc și aparatele multiple AVO. Printre acestea, amintim aparatul model 7 Mk. 2, care are 50 de scări, utilizînd un aparat de 1 mA.

## Voltmetre electronice

În ceea ce privește măsurile electronice, se remarcă prezența a tot mai numeroase tipuri de instrumente digitale.

Astfel, firma Solartron a expus un voltmetru digital — tip LM. 1420 — realizat pe un principiu nou care permite măsurarea cu o precizie de 0,01 % a tensiunilor, rezoluția instrumentului fiind de 2,5 μV. Precizia de lectură este de 0,01 %, impedanța maximă de intrare fiind mai mare de 20 000 MΩ.

Ceea ce este caracteristic pentru acest tip de voltmetru este utilizarea unei tehnici complet noi, ceea ce face ca, plecînd

de la elemente standard, realizate cu o precizie relativ coborîtă, toleranţele fiind de 20—30 %, performanţa întregului aparat să fie extrem de bună.

Aparatul nu utilizează principiul traducerii tensiunii în intervale de timp şi nici principiul înjumătăţirii intervalului — în toate aceste cazuri fiind nevoie de piese realizate cu o precizie foarte mare. Aparatul recurge la principiul traducerii tensiunii în frecvenţă. Menţionăm că voltmetrul digital LM. 1420 a cîştigat în acest an medalia de aur la expoziţia de la Leipzig.

Tot firma Solartron prezintă un voltmetru de valori eficace, care permite măsurarea semnalelor între 1 mV şi 300 V, cu o eroare de cel mult 5 %, impedanţa de intrare fiind de 10 MΩ şi 20 pF.

Caracteristică este utilizarea unor termocupluri care asigură măsurarea valorii eficace şi a unor amplificatoare cu reacţie.

## Măsurări centralizate

Aceeaşi firmă expune o instalaţie centralizată de măsurare, care permite ca, cu o perioadă variabilă în limite foarte largi, să se măsoare anumite mărimi, dintr-un număr mare de puncte.

Această tendinţă nouă de centralizare a măsurătorilor este foarte importantă deoarece dezvoltarea tehnicii moderne cere ca, în industrie, de la un singur punct central, să se poată urmări desfăşurarea în timp a proceselor pe o arie mai mare.

Avînd în vedere că, în special în industria chimică, mărimile au variaţie lentă în timp, nu este necesară măsurarea lor continuă.

Dispozitivul de măsurări centralizate, la care ne referim are o sensibilitate maximă mai bună decît 10 μV, o precizie de 0,05 %, cu ieşire fie pe perforator de bandă, fie pe maşină de scris sau pe calclator. Aparatul poate măsura 100 de canale. Construcţia este modulară. (fig. 2).

Dispozitivul de măsurare centralizată la care ne referim are posibilitatea ca, pe fiecare canal, atunci cînd mărimea măsurată depăşeşte — în sus sau în jos — anumite limite, să se aprindă un bec de semnalizare.

Trebuie remarcat faptul că există posibilitatea ca datele din acest dispozitiv să fie prelucrate de către calculatoare analogice, în diverse scopuri.

Tot în domeniul tehnicii centralizate, laboratoarele S.E. Laboratories & Meter Flow Ltd a prezentat o unitate cu 25 canale pentru măsurări centralizate. Aparatele înregistrează şi imprimă direct pe hîrtie senzitivă valorile de ieşire ale instrumentelor electronice dispuse la periferie.

Aparatele de înregistrare proiectează un fascicul ultraviolet spre o serie de galvanometre care reflectează acest fascicul printr-un sistem optic. În cele din urmă este influenţată hîrtia sensibilă. Viteza de derulare a hîrtiei sensibile poate fi variată în trepte, între 1,25 şi 2 000 mm/s.

Sensibilitatea galvanometrelor este cuprinsă între 0,8 mA/cm pentru frecvenţe joase şi 20 mA/cm pentru frecvenţe mai înalte.

## Generatoare de semnal

Firma Solartron prezintă un generator de semnal de precizie care acoperă domeniul 50 kHz — 50 MHz, existînd şi posibilitatea de extindere a domeniului pînă la 860 MHz. Frecvenţa de ieşire este controlată cu o precizie mai bună de $10^{-7}$, nivelul de ieşire fiind menţinut constant, cu o precizie de 0,1 dB. Aparatul este conceput după o schemă nouă, lucrează în domeniul 10—35 °C, are o stabilitate mai bună de 3 Hz în 5 minute şi distorsiunile sînt mai mici de 2 %. Semnalul de ieşire poate fi modulat în diferite moduri.

Aceeaşi firmă oferă un aparat de un tip complet nou, şi anume un generator de semnale aleatoare, care produce semnale întîmplătoare, la care se poate varia factorul de creastă (adică raportul dintre valoarea de vîrf şi valoarea eficace). Puterea la ieşire este variabilă iar aparatul poate lucra de la 10 Hz. De asemenea poate fi variată amplitudinea semnalului de la ieşire. Amplitudinea este definită la 10 V tensiune de vîrf pe o sarcină de 600 Ω, impedanţa sursei fiind tot de 600 Ω. Tensiunea de vîrf este independentă de tensiunea de alimentare, de variaţiile de temperatură sau de poziţiile butoanelor de control. Densitatea spectrală este plată la frecvenţa zero. La tensiuni înalte, caracteristica este dată de legea

$$V(f) = V(0) \sin(\pi f/fc)/(\pi f/fc)$$

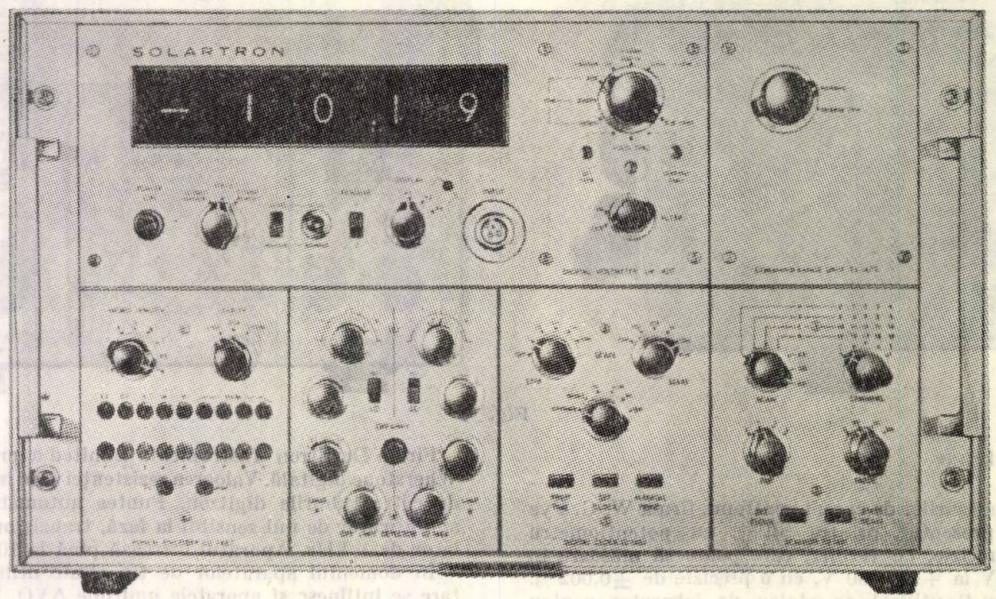



Fig. 2

unde tensiunea de tăiere este reglabilă în trepte de 0,032 Hz (circa 2 cicli pe minut) pînă la 10 kHz.

Generatorul primar de zgomot utilizat este un grup de tiratroane. Semnalele obţinute sînt eşantionate periodic, polaritatea semnalului fiind informaţia primară care merge la un numărător. După ce s-au luat în modul acesta $n$ probe numărătorul dă semnalul de ieşire.

Numărătorul efectuează suma $G = \sum_{1}^{N} x_1$, $x_1$ fiind valorile întîmplătoare luate de un circuit bistabil comandat de semnalul întîmplător.

Există posibilitatea de a se realiza cu acest aparat diferite moduri de distribuţii statistice.

Un alt aparat prezentat de firma Marconi este generatorul de semnal MF, care acoperă domeniul 10—470 MHz, stabilitatea frecvenței fiind de 0,0025%. Pentru a se asigura stabilitatea și puritatea semnalului, se utilizează, printre altele, o alimentare stabilizată cu semiconductoare a tensiunii de filament a oscilatorului de radiofrecvență.

Deviația de frecvență poate fi variată pînă la 100 kHz, iar atunci cînd se utilizează o modulație de amplitudine se poate merge pînă la 40%.

Generatorul TF 1370 A (Marconi) este un generator RC de bandă largă, lucrînd între 10 Hz și 10 MHz. Același aparat produce unde dreptunghiulare pînă la 100 kHz. Tensiunea de la ieșire, este variabilă.

Distorsiunile variază cu banda de frecvență, între 100 Hz și 100 kHz, fiind de 0,5%, iar peste 4 MHz fiind de 5%.

Generatorul de audiofrecvență TF. 2 000 (fig. 3) este destinat producerii unor semnale cu distorsiuni foarte mici. Tensiunea la ieșire poate fi de cel mult 25 V, iar impedanța de ieșire poate fi variată între 75 și 600 Ω, în trepte. Între 63 Hz și 6,3 kHz, pe ieșirea nesimetrică, distorsiunile sînt mai mici de 0,05%, iar în cazul cel mai defavorabil al ieșirii

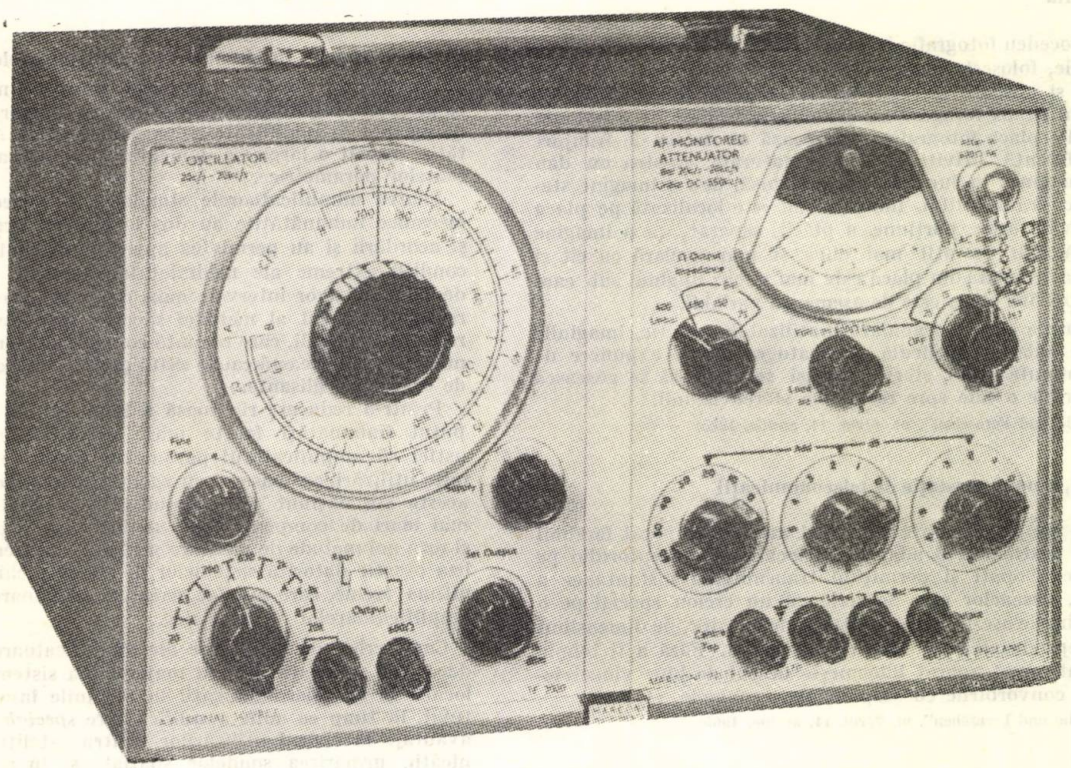


Fig. 3

simetrice, la frecvențe cuprinse între 30 și 50 Hz, distorsiunile sînt mai mici de 0,3%.

Brumul este la un nivel de —80 dB față de semnalul de ieșire.

## Punți de audio și frecvență

O serie de aparate interesante sînt prezentate de firma Wayne Kerr. Printre altele, semnalăm o serie de punți diferențiale, utilizînd principiul transformatorului cu raport variabil.

Puntea universală B 221 A permite măsurarea capacităților între 0,0002 pF la 0,1 F, a rezistențelor între 50 μΩ și 50 GΩ, a inductanțelor între 5 nH la $10^8$ H. Discriminarea este de 0,01% din întreaga scară, iar precizia de 0,1% din citire. Frecvența de lucru a punții este de 1 592 Hz, ceea ce corespunde la o pulsație de $10^4$.

În domeniul frecvențelor foarte înalte — pînă la 100 MHz, lucrează puntea B—801, care permite măsurarea capacităților de la —230 pînă la +230 pF, a conductanțelor de la 0 la 100 milimho, și a inductanțelor între 0,1 μH și 50 mH. Precizia este de 2%.

## Sursa de alimentare

Uu aparat cu caracteristici interesante este alimentatorul AS 1410, care alimentează fie sub tensiune constantă fie sub curent constant (produs Solartron).

Acest gen de surse sînt protejate împotriva accidentelor, avînd dispozitive de protecție electronice, timpul de răspuns fiind de ordinul microsecundelor. În funcționarea unui generator de tensiune constantă, dacă se depășește curentul maxim admisibil, atunci el se transformă automat într-un generator de curent constant.

Tensiunea de zgomot este de 500 μV de la vîrf în regim de funcționare ca generator de curent constant.

## Analizoare de semnal

Analizorul de unde TF. 2330 Marconi lucrează în banda de frecvență 20 Hz — 50 kHz. Aparatul este util în încercarea echipamentelor de audiofrecvență, cum ar fi măsurarea produselor de intermodulație sau nivelul de zgomot.

Acest aparat constă dintr-un voltmetru acordat cu o bandă de frecvență de 6 Hz. Cu ajutorul dispozitivului pentru controlul automat al frecvenței, se poate realiza acordul pentru frecvența semnalului de intrare, evitînd astfel reacordarea continuă. Semnalul de intrare poate fi cuprins între 3 μV și 300 V, iar rezultatul măsurărilor poate fi prezentat pe o scară calibrată.

Aparatul poate fi utilizat și ca generator de semnale.

## Osciloscoape

Un osciloscop clasic este aparatul 101, produs EMI.

Aparatul are o bandă de frecvență care merge de la 3 Hz la 10 MHz, impedanța de intrare fiind de 1 mΩ în paralel cu 30 pF. Timpul de creștere este de 40 ns.

Osciloscopul este prevăzut cu un calibror care permite etalonarea osciloscopului atunci cînd servește la măsurarea tensiunilor.

Precizia măsurării tensiunilor este mai bună de 5%. Sensibilitatea maximă este de 50 mV/cm.

* * *

*Expoziția SIMA a constituit o utilă luare de contact cu unele dintre produsele firmelor engleze specializate în aparate științifice, industriale și medicale.*

PROF. ING. EDMOND NICOLAU

# Note tehnice externe

**Releu pasiv de tranzit în funcţiune**

Deşi amplu studiate teoretic, releele pasive au fost folosite rar. Tipul oglindă a fost realizat de cîteva ori de firmele franceze, dar releul pasiv *de tranzit*, constituit din două antene legate între ele, astfel încît puterea recepţionată de una să fie redată de cea vecină, deşi foarte avantajos prin totala sa independenţă de unghiul dintre direcţia incidentă şi cea emergentă, a fost neglijat. Firma italiană *SELENIA* a realizat şi pus în funcţiune acum circa 2 ani un astfel de releu pasiv, cu două antene parabolice de 4 m diametru, pe traseul radioreleului din Sardinia, în banda de 7 GHz. Atenuarea de inserţie măsurată a confirmat pe cea calculată cu o eroare de 0,5 dB. Funcţionarea a fost ireproşabilă.

(Din „Alta Frequenza", XXXIV, nr. 3, martie, 1965)

**Holografia**

Un procedeu fotografic interferenţial, nou creat şi denumit holografie, foloseşte drept sursă de lumină coerentă un laser cu gaz şi creează interferenţa între unda difuzată direct de corpul supus fotografierii şi unda reflectată pe o oglindă vecină. Pe placa fotografică se creează un sistem de franjuri de interferenţă. Privite în lumină naturală, acestea nu dau nici o imagine; în lumină coerentă, însă, dau o imagine stereoscopică a obiectului. Imaginea nu este localizată pe placa fotografică; orice porţiune a plăcii, separat, dă o imagine completă, dar cu atît mai mică şi mai neclară cu cît şi porţiunea decupată din placă este mai mică; unghiul sub care trebuie privită placa este de asemenea variabil.

Holografia este deocamdată inutilizabilă practic, imaginile obţinute chiar pe peliculă cinematografică cu expunere de cîteva minute fiind şterse. Totuşi se speră să se găsească în holografie o cale spre realizarea stereoviziunii.

(Din „Radio und Fernsehen", nr. 8/vol. 14, aprilie, 1965)

**Telemail, o nouă prestaţie de telecomunicaţii**

Firma Nippon Electric a realizat un tip de aparat facsimil original, destinat a fi adaptat în locul microreceptorului pe liniile de abonaţi şi permiţînd transmiterea instantanee a scrisului, desenelor etc. Se scrie cu un creion special pe o foaie de hîrtie aşezată pe aparatul transmiţător, de dimensiuni $A_6$ şi reproducerea se face pe un ecran. Fără a fi tehnic complicat, acest aparat înlocuieşte destul de bine videotelefonul în convorbirile cu scop tehnic, economic, etc.

(Din „Radio und Fernsehen", nr. 7/vol. 14, aprilie, 1965)

**Mosfet, un nou tip de tranzistor**

S-a realizat un nou element activ din clasa semiconductoarelor, denumit tranzistor cu efect de cîmp oxid metalic — siliciu (MOSFET), care cumulează avantajele tranzistoarelor şi cele ale tuburilor electronice: durata de viaţă, tensiuni reduse şi dimensiuni mici ale componentelor solide alături de o rezistenţă de intrare foarte înaltă şi o caracteristică foarte liniară. Se pot realiza cu acest dispozitiv montaje amplificatoare de tensiune cu circuite de reacţie, iar în regimul specific electrodul cu funcţia de grilă nu absoarbe nici un curent.

(Din „Radio und Fernsehen", nr. 7/vol. 14, aprilie, 1965)

**Sequin, un nou procedeu de televiziune în culori**

În Anglia s-a propus un nou sistem de televiziune în culori, care preia de la SECAM ideea transmiterii secvenţiale alternate a celor două informaţii de crominanţă, dar, ca şi PAL, foloseşte pentru ele modulaţia de fază în cvadratură, însă nu pe o subpurtătoare ci direct pe purtătoare, spre deosebire de cele trei sisteme NTSC, SECAM, PAL.

Se consideră că evitarea subpurtătoarei simplifică reglajul receptoarelor şi că faţă de sistemul SECAM se realizează o mai bună compatibilitate. Se dispune de o bandă mai largă pentru semnalul de crominanţă, care ajunge să aibă pe orizontală şi verticală cam aceeaşi definiţie. Puterea de emisiune repartizîndu-se între cele două categorii de informaţie în mod mai judicios, raportul semnal/zgomot se ameliorează.

(Din „Wireless World", nr. 5, mai, 1965)

**Microsudură şi microprelucrare cu ajutorul laserelor**

Un institut de cercetări din R. D. Germană a realizat un instrument de prelucrare microscopică a metalelor cu ajutorul razei unui laser. Elementele optice sînt realizate de firma Carl Zeiss-Jena. Acest instrument a rezolvat probleme dificile din tehnologia semiconductoarelor şi din microelectronică. Mai mult, el poate prelucra şi diamante. Printre primele realizări microelectronice la care s-a folosit sudura prin laser au fost termoelemente de 0,8 mm diametru, injectabile în interiorul corpului omenesc.

Din „Radio und Fernsehen", nr. 13, iulie, 1965)

**Progrese rapide în domeniul amplificatoarelor parametrice**

Din 1963 se constată numeroase progrese, mai ales în ceea ce priveşte simplificarea exploatării şi reducerea temperaturii de zgomot a amplificatoarelor parametrice. Aceste îmbunătăţiri permit o lărgire a domeniului de utilizare a amplificatoarelor parametrice.

Pentru amplificatoarele standard, procedeele electrice şi mecanice îmbunătăţite au dus la o simplificare a instalării şi acordării şi au permis ca aparatul să poată funcţiona în condiţii extreme ale mediului înconjurător fără reajustări de-a lungul unor intervale mari de timp. Aceasta reprezintă rezultatul direct al metodei speciale AIL de acordare prin reglarea tensiunii, care renunţă complet la elemente mecanice mobile şi din această cauză evită problemele legate totdeauna de contactele glisante.

Printr-o reducere riguroasă a temperaturii de zgomot s-a putut îmbunătăţi foarte mult sensibilitatea receptorului astfel că amplificatorul parametric poate concura, în anumite utilizări, cu maserul cu zgomot foarte redus. Rezultatul acesta s-a obţinut prin faptul că s-au utilizat frecvenţele mai mari de compensare ale noilor diode varactor, precum şi prin noi metode de montare şi răcire. Răcirea s-a putut realiza practic datorită sistemelor de răcire închise, obţinute în ultima vreme, care satisfac cerinţele referitoare la putere, ale amplificatoarelor parametrice.

Caracteristicile de putere ale amplificatoarelor AIL standard sînt suficiente pentru majoritatea sistemelor de radiolocaţie şi de telecomunicaţii în regiunile învecinate Pămîntului, în timp ce noile amplificatoare *speciale* au numeroase avantaje în cadrul utilizărilor pentru sateliţii de telecomunicaţii, urmărirea sondelor spaţiale şi în radioastronomie. Astfel, spre exemplu, un amplificator standard pentru banda S (3 GHz) avea o temperatură de zgomot tipică de mai puţin de 300 °K (factorul de zgomot 3 dB), amplificatorul cu zgomot ultraredus avea totuşi mai puţin decît 100 °K la temperatura încăperii, în timp ce la amplificatorul răcit, temperatura de zgomot a scăzut sub 25 °K. Caracteristicile comunicate pentru un sistem cu răcire cuprind următoarele date:

Domeniul de frecvenţă în care se poate face acordarea: 3,7...4,2 GHz; lărgimea de bandă 50 MHz; factorul de amplificare 20 dB; temperatura de zgomot mai mică decît 30 °K; stabilitatea amplificării mai bună de $\pm 0{,}1$ dB/h şi mai bună de $\pm 1$ dB/zi, răcirea cu răcitor model GRYR, 340 L cu o durată de funcţionare de 2 500 h fără nici un fel de întreţinere. Temperatura de funcţionare a răcirii 20 °K.

Pentru a utiliza la maximum lipsa de zgomot, sistemul a fost instalat direct la antenă.

Deşi maserul reprezintă cel mai modern aparat pentru amplificare cu temperaturi de zgomot reduse, amplificatorul parametric răcit este concurentul său cel mai de temut în cazul unor temperaturi de zgomote *asemănătoare maserelor.*

(Din „Internationale Elektronische Rundschau, decembrie, 1964)

### Un dispozitiv de acord pentru radioreceptoare pentru unde ultrascurte

După cum se ştie calitatea recepţiei pe unde ultrascurte depinde de acordul radioreceptorului, iar acesta se face după auz datorită indicaţiei neprecise a tubului indicator de acord. Montajul propus prezintă o posibilitate simplă de îmbunătăţire a indicării acordului folosind un oscilator autoblocat. Acesta poate oscila pînă în domeniul undelor ultrascurte, fiind în acelaşi timp modulat cu frecvenţa fundamentală. Dispozitivul auxiliar se compune dintr-o triodă simplă, un transformator pentru oscilator autoblocat, două condensatoare şi un potenţiometru care permite reglarea frecvenţei impulsurilor generate. De pe anodul oscilatorului se obţine un spectru de frecvenţe repartizat pe întregul domeniu de unde ultrascurte care este modulat cu frecvenţa fundamentală şi care se aplică la intrarea radioreceptorului. În difuzor se aude un zgomot puternic precum şi frecvenţa fundamentală a oscilatorului. Dispozitivul auxiliar se pune în funcţiune cu un întreruptor special şi el funcţionează numai în timpul acordului.

Pentru acord se aduce radioreceptorul pe emiţătorul dorit, se pune în funcţiune dispozitivul auxiliar şi apoi se face acordul fin al radioreceptorului. Acordul optim se obţine atunci cînd zgomotul şi frecvenţa fundamentală produse de oscilator dispar sau ating o valoare minimă. Acest dispozitiv auxiliar se montează într-o cutie metalică şi se alimentează din radioreceptor.

(Din „Radio und Fernsehen, ianuarie, 1965)

### Microscop cu laser

În noul microscop cu laser produs în S.U.A. s-a combinat un cap de laser cu cristal de rubin cu un microscop binocular de precizie. Măsuţa preparatului se găseşte deasupra ocularului. Acest lucru evită limitarea obişnuită a mărimilor preparatelor, care trebuie să fie observate, întîlnită la microscoapele standard. În multe cazuri, aceste preparate pot fi aşezate simplu fără nici o fixare pe măsuţa respectivă. Microscopul cu laser se compune din două unităţi separate. Una cuprinde capul cu laser, microscopul şi tabloul de comandă sub formă de pupitru; cealaltă unitate se compune din blocul de alimentare cu energie şi din condensatoarele de încărcare. Acestă unitate nu este prevăzută cu nici un element de deservire şi din această cauză poate să fie montată separat. Unitatea de comandă poate fi uşor deservită de tehnicienii de laborator. Capul cu laser se livrează complet cu cristalul de rubin şi cu lampa de pompare. Microscopul este prevăzut cu o turelă cu obiective. Există posibilitatea lucrului cu cîmp opac şi cu cîmp transparent. Se livrează şi un adaos pentru aparat fotografic, pentru a putea fotografia preparatul în momentul incidenţei fasciculului. Pentru frecvenţe ridicate de succesiune stau la dispoziţie capete cu laser de înaltă frecvenţă răcite cu apă, în locul laserului livrat o dată cu microscopul.

(Din „Electronik", nr. 10, 1964).

### Punte extensometrică

O nouă punte extensometrică portativă Philips tip PR9205 este oferită acum. Cu toate că nu cîntăreşte decît aproape 5 kgf, această punte este constructiv foarte robustă şi poate fi utilizată pe teren, în diferite industrii. În special poate fi întrebuinţată cu traductoare extensometrice cu rezistenţa de 0,120...2 kΩ într-un montaj în punte completă sau semicompletă.

Atunci cînd aparatul este pus la punct pentru o anumită măsurare, punctul poate fi reglat independent de domeniul de măsurare. O dată instrumentul pus la punct, plaja de echilibru la zero este de ±10 000 microdeformări, iar domeniul de măsurare a echilibrului este de ±8 250 microdeformări, ceea ce dă un domeniu etalonat total de ±18 250 microdeformări. Precizia este mai mare decît 1 %±6 microdeformări.

Echilibrul este indicat de un aparat de măsurat magnetoelectric (cu bobină mobilă) şi se realizează printr-o comandă potenţiometrică melcată unică avînd o scară de 3 600° etalonată în microdeformări. Măsurări de scurtă durată pot astfel fi efectuate rapid şi cu precizie, în timp ce precizia măsurilor de lungă durată este asigurată prin posibilităţile de reajustare la stabilitate înaltă şi la zero precis.

Schimbările de temperatură ambiantă au foarte puţin efect asupra instrumentului, abaterea fiind mai mică decît 1 microdeplasare/grd între −10 şi +40°C.

Aparatul este tranzistorizat în întregime şi funcţionează cu baterii de acumulatoare interioare care pot fi încărcate din nou. Poate funcţiona însă tot atît de bine cu cinci pile electrice obişnuite, schimbările de tensiune între 5,5 şi 7,5 V neafectînd cu nimic randamentul.

(Din „Electronic Engineering", martie, 1965)

### Sursă de alimentare pentru teleimprimator

Trnsipack 309/B este un bloc tranzistorizat de alimentare stabilizată, conceput special pentru întrebuinţarea cu teleimprimatoare. El furnizează o tensiune de +80 şi −80 V la sarcina maximă de 1 A.

Transipackul 309/B îndeplineşte o funcţiune analogă cu aceea a redresorului nr. 66 C şi poate fi montat pe o ramă telefonică de 47,5 cm. Este în special indicat pentru cazurile cînd consideraţiile de spaţiu şi de greutate sînt de primă importanţă, pentru că nu măsoară decît 8,75 cm înălţime cu 20 cm adîncime şi cîntăreşte ceva mai mult de 6 kgf.

Protecţia contra supraîncărcării este asigurată de un disjunctor rapid cu reanclaşare avînd o bobină de acţionare pe fiecare linie de ieşire, care declanşează la 3 A; împotriva scurtcircuitelor de durată scurtă s-a prevăzut o protecţie electronică.

(Din „Electronic Engineering", martie, 1965)

### Radiotelefon cu ultrasunete pentru cufundători

Secţia electrotehnică a Universităţii din Birmingham a elaborat un radiotelefon pentru cufundătorii sportivi, cu ajutorul căruia aceştia pot stabili legătura între ei sau cu o barcă, pînă la o distanţă de 1,6 km. În acest scop semnalele vocale sînt modulate prin intermediul unui laringofon pe o frecvenţă purtătoare ultraacustică de 120 kHz. Ca organe de emisie şi recepţie servesc cristale piezoelectrice. Cufundătorul utilizează un laringofon. Din barcă, cristalul este cufundat în apă cu ajutorul unei bare.

Aparatul are dimensiunile unei cărţi normale, cîntăreşte 2 kg şi nu stînjeneşte cufundătorul. În afară de aceasta el conţine o instalaţie de alarmă. Aceasta este declanşată cu ajutorul unei pîrghii şi semnalează printr-un ton de avertizare permanent că cufundătorul se găseşte într-o situaţie dificilă.

Raza de acţiune a aparatului este limitată de către zgomotele din apă, care provin de la valuri şi peşti. Acestea influenţează transmisiunea într-un mod similar cu zgomotele parazitare ale unei transmisiuni radio normale. Straturile de apă caldă sau rece au un efect aproximativ similar cu acela al ionosferei asupra undelor radio.

Din „Elektronik", ianuarie, 1965)

### Cap de înregistrare cu piste multiple

De curînd s-a pus la punct un cap de înregistrare magnetic cu 33 de piste pentru benzi de 2,5 cm. Acest nou cap asigură cea mai mare densitate de piste care poate fi obţinută în Anglia şi a fost conceput mai ales pentru aplicaţiile numerice care necesită densităţi de piste foarte ridicate.

Cele 33 de piste sînt aşezate într-un cap compact măsurînd 3,75 cm înălţime, 3,17 cm adîncime şi 1,52 cm lărgime. Spaţiul dintre piste este de 0,76 mm şi lărgimea pistei este de 0,25 mm.

Capătul este prevăzut cu un întrefier de 6,4 μm şi bobinajele fiecărei piste au patru borne care permit ca două bobinaje echilibrate să se conecteze în mod individual, în serie sau în paralel. Puterea de ieşire de la vîrf la vîrf este de 1,5 mV la 300 bit/in la 37,5 cm/s.

Diafonia este superioară valorii de 20 dB pentru un semnal cu oscilaţie pătrată pentru sau pînă la 10 kHz, la viteza de 37,5 cm/s. (Diafonia se măsoară prin înregistrarea simultană în fază a semnalelor pe două piste alternate şi prin măsurarea semnalului indus în pistele intermediare, la reproducere).

(Din „Electronic Engineering", martie, 1965).

# Referate

BOWERS, R. şi STEELE, M. C. **Fenomene caracteristice plasmei în solide,** Proc. I.E.E.E., 52 (1964), nr. 10, octombrie, pag. 1105—1112, 4 fig., 1 tabl., 57 ref. bibl.

Extrapolarea noţiunii de plasmă de la structura specifică gazelor — caracterizată prin prezenţa unui număr egal de ioni pozitivi şi de electroni — la solide şi respectiv la purtătorii de sarcini (electronii şi golurile) din metale şi semiconductoare este utilă în studiul unor fenomene în solide, echivalente unor fenomene în gaze. Studiul general al proprietăţilor plasmei este mai uşor de efectuat pe solide, dat fiind caracterul mai stabil al unor parametri esenţiali, ca: temperatura, variaţia densităţii etc. Similar cu cercetările efectuate asupra plasmei gazoase, se întreprinde şi asupra plasmei solide un studiu privind diferitele tipuri de propagări care se pot produce la aplicarea unui cîmp magnetic intens, dependenţa modurilor respective de distribuţia şi de mobilitatea purtătorilor de sarcini, procesele de anulare care se produc etc. Fenomenele de instabilitate care pot determina generarea undelor electromagnetice se deosebesc prin faptul că necesită sau nu aplicarea unor cîmpuri magnetice exterioare. Se analizează amănunţit aceste fenomene de amplificare în legătură cu distribuţiile diferite de viteze relative între purtători şi unde şi cu defazajele care apar.

* * **Modularea radiaţiei luminoase cu diode din fosfură de galiu** Bell Laboratories Record, nr. 10/1964.

Ca urmare a recentelor perfecţionări aduse de laboratorul Bell în tehnologia producerii de cristale mai pure şi omogene de cristale de fosfură de galiu, a devenit posibilă modularea radiaţiei luminoase prin polarizarea inversă variabilă a unei diode de fosfură de galiu. Comunicarea acestei descoperiri a fost făcută de D. F. Nelson şi F. K. Reinhart.

O diodă din fosfură de galiu este, în principiu, un modulator de fază dar ea poate fi transformată prin metode obişnuite într-un modulator de polarizare, în amplitudine. Trăsăturile principale ale diodei modulatoare constau în faptul că se pot realiza diferenţe mari de fază cu tensiuni mici (diferenţa de fază este aproximativ proporţională cu polarizarea), poate funcţiona la temperatura camerei, lungimea căii de trecere a luminii este mică (aproximativ 0,45 mm) şi apare, posibilă realizarea unei modulaţii de înaltă frecvenţă. Banda de emisie a diodei se extinde de la porţiunea verde din spectru pînă în apropierea infraroşului.

În cadrul unor studii recente, Nelson şi Reinhart au aplicat 31 V la o diodă din fosfură de galiu şi au măsurat diferenţe de fază mergînd pînă la 140° pentru lumina verde, cu lungimea de undă de 5460 Å. Cu alte cuvinte, rezultă că pînă la 80% din intensitatea luminoasă care a pătruns în diodă, poate fi modulată în amplitudine. A fost de asemenea demonstrată modularea unui fascicul de lumină de 6328 A, obţinut de la un laser cu heliu şi neon.

Se pare că modularea de fază realizată în diodele din fosfură de galiu provine dintr-un fenomen cunoscut ca efectul electrooptic liniar, sau efectul Pockels. Acest efect determină modificarea indicelui de refracţie al cristalelor piezoelectrice în prezenţa unui cîmp electric puternic aplicat acestora. În cazul diodelor din fosfură de galiu, efectul se produce în regiunea joncţiunii p-n, la aplicarea unei polarizări inverse. Fosfura de galiu din regiunea joncţiunii se transformă dintr-un mediu izotropic din punct de vedere optic, într-un mediu birefringent.

Birefrigenţa determină propagarea cu viteze diferite a celor două componente de polarizare ale luminii care intră în joncţiune p-n. Variaţia de viteză determină o modulare de fază a fiecărei componente de polarizare. Modularea în amplitudine se obţine prin trecerea componentelor modulate în fază, printr-un polarizator de ieşire.

Pentru realizarea unei modulări de fază, lumina polarizată se focalizează pe o margine a joncţiunii p-n a diodei. Lumina se descompune în componente egale, înclinînd vectorul electric cu un unghi de 45° faţă de planul joncţiunii. Cele două componente de lumină sînt apoi dirijate şi limitate la planul joncţiunii de către discontinuităţile indicelui de refracţie de o parte şi de alta a planului joncţiunii.

Proprietăţile optice ale fosfurii de galiu sînt interesante datorită faptului că banda de transmisiune a acestui semiconductor se găseşte în domeniul de frecvenţă în care funcţionează multe lasere. Totuşi, abia recent, oamenii de ştiinţă au putut dirija tehnologia fosfurii de galiu, astfel ce să-i poată cerceta proprietăţile.

Diodele din fosfură de galiu sînt studiate în laboratoarele Bell pentru a putea clarifica problema interacţiunii luminii cu joncţiunile semiconductoare p-n. Una din proprietăţile binecunoscute ale acestor diode se referă la faptul că ele emit lumină atunci cînd li se aplică o polarizare în sens direct. Totuşi, prin aplicarea unei polarizări inverse, Welson şi Reinhart au demonstrat că lumina de la un izvor exterior poate fi modulată cu ajutorul diodelor şi, că această modulare este datorită efectului electro-optic liniar. Ei au observat de asemenea modularea luminii pe baza acestui efect, în diodele din arseniură de galiu şi în cele din carbură de siliciu.

BÎKOV, V. L., **Pragul de sensibilitate în cazul modulaţiei de frecvenţă şi metode pentru micşorarea lui.,** Elektrosveaz (1964), nr. 12, decembrie, pag. 22—34, 11 fig., 16 ref. bibl.

Modulaţia de frecvenţă a recăpătat o mare importanţă, o dată cu apariţia transmisiunilor radio la foarte mare distanţă, cu propagare prin ionosferă şi troposferă. Principalul avantaj al acestui sistem, care constă într-un raport semnal-zgomot foarte bun, se pierde în întregime în cazul unor semnale de intrare mai mici decît o anumită valoare de prag. Se analizează fenomenele fizice care determină apariţia acestui prag, precum şi principalii parametri de care depinde el. În legătură cu reducerea pragului şi îmbunătăţirea stabilităţii faţă de perturbaţii a receptorului cu modulaţie de frecvenţă, se analizează o serie de metode şi schemele corespunzătoare. Astfel se descriu şi se analizează limitatoare selective, limitatoare generatoare, reacţia pe frecvenţă, filtre cu urmărirea semnalului şi reacordare automată, receptoare cu divizoare de frecvenţă, regenerarea purtătoarei etc. Majoritatea acestor metode au ca scop modificarea benzii de trecere, în scopul îmbunătăţirii raportului semnal-zgomot.

HÜBNER, K. **Noile tehnici pentru electronica miniaturizată. Trecerea în revistă şi discuţii,** Bull. ASE. 55 (1964), nr. 26, decembrie pag. 1285—1292, 29 fig., 4 ref. bibl.

Microelectronica al cărui scop este reducerea dimensiunilor circuitelor electronice de conectare este realizată prin aplicarea industrială a metodelor circuitelor integrate şi a straturilor de pelicule. Prin vaporizarea repetată sau prin pulverizarea catodică a metalelor bune conductoare, rele conductoare sau a dielectricilor pe substraturi izolante, se obţin condensatoarele şi rezistenţele din schemele cu straturi peliculare. Acestea sînt completate apoi cu elemente active exterioare (tranzistoare, diode). Elementele componente au adesea dimensiuni de ordinul micronilor. Controlul lor se face prin metode fotografice, iar manipularea se face cu micromanipulatoare speciale. Din stabilirea criteriilor de alegere a uneia sau a alteia dintre cele două metode expuse, rezultă că în timp ce domeniul valorilor pentru condensatoare şi rezistenţe este mare — în cazul circuitelor cu straturi particulare — ea este mică pentru circuitele integrate. Valorile maxime pentru acestea din urmă sînt de ordinul a 500 pF şi 40 kΩ. Aceste criterii depind însă şi de funcţiunea circuitului, domeniul de utilizare, siguranţa de funcţionare, şi, bineînţeles, de anumite consideraţii de natură economică. Se analizează linia şi posibilităţile de evoluţie a microelectronicii, ţinîndu-se seama şi de realizarea unor noi elemente componente cum sînt tranzistoarele cu cîmp şi cele cu bază metalică.

JONES, CLARENCE, I. ş.a. **Utilizarea reactanţelor negative la realizarea unei reglări independente a fazei şi respectiv a atenuării,** Electronics, 37 (1964), nr. 31, decembrie, pag. 44—49, 11 fig.

Posibilitatea de obţinere a unor caracteristici apropiate de cele ideale, cu reglare independentă a fazei şi a atenuării în oscilatoare, amplificatoare, linii de întîrziere, filtre etc. este

mult uşurată de realizarea unor reactanţe negative, respectiv a unor inductanţe şi capacităţi negative. Se definesc reactanţele negative în raport cu cele pozitive, trasîndu-se totodată diagramele vectoriale ale relaţiilor dintre curenţi şi respectiv tensiunile la bornele acestor reactanţe. Se stabileşte creşterea mărimii inductanţei negative cu creşterea frecvenţei, precum şi comportarea ei identică cu cea a unei reactanţe capacitive pozitive din punct de vedere al decalajului, dintre curentul prin reactanţă şi tensiunea la bornele ei. Reactanţa capacitivă negativă scade cu creşterea frecvenţei, iar defazajul între circuitul şi tensiunea respectivă, corespunde celui al unei reactanţe inductive pozitive. Pentru obţinerea acestor reactanţe negative sînt necesare convertoare speciale, a căror variantă primitivă presupune o reţea cu patru borne, la două dintre ele apărînd negativul impedanţei conectate la celelalte două. Se descrie amănunţit asocierea unui amplificator cu o amplificare suprauniţară, cu o impedanţă într-o astfel de schemă specială şi pe această bază, realizarea unei linii de întîrziere cu atenuare nulă şi fază liniară cu frecvenţă.

WOOD, H. D. **Etaj cascodă cu tranzistoare complimentare pentru amplificarea în înaltă freevenţă,** Electron. Engng., 37 (1965), nr. 444, februarie, pag. 110—111, 3 fig., 8 ref. bibl.

Un dezavantaj al circuitelor cu tranzistoare la frecvenţe înalte este reacţia internă mare de la ieşire la intrare, prin capacitatea colector-bază. Acesta reduce amplificarea, modifică impedanţa de intrare la o variaţie a impedanţei de ieşire, iar pentru amplificări mari duce la o instabilitate a amplificatoarelor. De asemenea este foarte dificilă acordarea amplificatoarelor de înaltă frecvenţă, deoarece acordarea schimbă impedanţa circuitului acordat şi deci a impedanţei de intrare, producînd un proces cumulativ pentru un amplificator cu mai multe etaje. De obicei, în loc să se neutrodineze etajele se folosesc etaje cascodă, care au avantajul, faţă de circuitele neutrodinate, că pot avea amplificări mai mari şi că reglarea automată a amplificării nu modifică impedanţele şi stabilitatea. Circuitul cascodă cu tranzistoare suplimentare prezintă avantajul că nu necesită condensatoare de decuplare, permite un cuplaj direct cu etajul următor, iar variaţiile sursei de alimentare nu modifică funcţionarea circuitului. Aceste avantaje asupra circuitelor cascodă obişnuite sînt importante în special la frecvenţe mai mari de 10 MHz.

KOCH, K. **Generator folosit pentru aliniere, modulat în freevenţă pentru semnal stereofonic, folosind un decodificator echipat cu comutatoare fără contacte, cu tranzistoare,** Funktechnik, 20 (1965), nr. 2, februarie, pag. 83—85, 10 fig., 1 ref. bibl.

Pentru acordarea radioreceptoarelor realizate pentru recepţionarea semnalelor stereofonice modulate în frecvenţă este necesar de a dispune de un aparat care să genereze semnalul multiplex. În acest scop a fost realizat un aparat care să codifice semnalul multiplex după metoda timp, deoarece aceasta necesită în comparaţie cu metoda matricei, la aceeaşi calitate a semnalului produs, un volum de piese mai redus. Cu ajutorul unui decodificator, care lucrează pe frecvenţa de 38 kHz, aparatul transformă semnalele de joasă frecvenţă ale canalului din partea dreaptă şi a celui din partea stîngă într-un semnal multiplex. După ce acesta trece printr-un filtru trece - jos şi i se sumează frecvenţa pilot de 19 kHz, modulează un emiţător de UUS care furnizează apoi semnalul folosit la acordarea radioreceptoarelor. Se prezintă schemele-bloc şi cea de principiu a aparatului indicîndu-se modul de funcţionare al subansamblurilor şi valorile elementelor componente.

HELLER G. **Măsurarea radiaţiei parazitare a convertoarelor de freevenţă,** Funk-Technik, 20 (1965), nr. 2, ianuarie, pag. 49, 2 fig., 2 ref. bibl.

Radiaţia parazitară a convertoarelor de frecvenţă Hirschmann, a căror frecvenţă de intrare este cuprinsă între 470 şi 790 MHz este controlată cu ajutorul unei aparaturi proprii realizate după propunerile din publicaţiile Poştei federale germane şi VDE. Cu ajutorul acestei instalaţii pot să fie îndeplinite toate cerinţele şi condiţiile impuse.

La convertoarele de frecvenţă, radiaţiile parazitare în sensul prescripţiilor, sînt generate de oscilatorul cu cuarţ utilizat pentru amestec (conversiune), a cărui frecvenţă de bază este cuprinsă aproximativ între 70 şi 150 MHz. Frecvenţa necesară pentru amestec este produsă prin multiplicarea frecvenţei. Din această cauză este de aşteptat o radiaţie a frecvenţei fundamentale şi a armonicelor acesteia. Pentru radiaţie există în mod fundamental trei căi de propagare;

1. prin preamplificator şi deci prin antena de recepţie;
2. prin conductele de alimentare cu energie şi
3. prin locuri neetanşe ale capacelor şasiului.

Datorită terenului mare care stă la dispoziţie, condiţiile de ambianţă şi teren pot să fie îndeplinite fără dificultăţi. În locul de staţie al probei se găseşte un dipol înlocuibil plasat la o înălţime de 3 m, care este acordat prin aproximări pe frecvenţa de cercetat. Proba se găseşte instalată pe o masă rotativă, comandată la distanţă şi este racordată prin bornele sale de antenă la dipolul menţionat.

În locul de staţie al antenei de recepţie se găseşte un tip de antenă potrivit pentru domeniul de frecvenţă care urmează să fie cercetat, care poate să fie deplasată pe înălţime pînă la o distanţă de 3 m deasupra solului. Pentru benzile de televiziune IV şi V se utilizează antena *Fesa Corner 3 a.*

Distanţa aleasă între antena de recepţie şi obiectul supus măsurării depinde de domeniul de frecvenţă care urmează să fie cercetat. Antenele şi masa rotativă sînt conectate la carul (autovehiculul) pentru măsurări prin intermediul unor conducte coaxiale şi al altor conducte; iar carul pentru măsurări este legat la reţeaua de energie electrică, printr-o altă conductă.

În carul pentru măsurări (un automobil Volkswagen 1 200, tip Kombi) sînt instalate aparatele necesare pentru manipulare şi măsurare. Ca receptoare se utilizează tipurile *ECZw* (67...175 MHz şi 220...480 MHz), precum şi *ECFs* (174...223 MHz şi 470...780 MHz), echipate cu partea de frecvenţă intermediară Panorama *EP 36.* Ca generatoare de etalonare se utilizează aparatele *GM* 1 000 şi *P 59 M,* fabricat Plisch.

Poziţia mesei rotative şi înălţimea antenelor pot să fie comandate din carul de măsurare.

Măsurarea se face printr-o metodă comparativă.

În acest scop, cu ajutorul receptorului montat în carul de măsurare, se compară amplitudinea perturbatoare provenită de la probă (aparatul supus încercării) cu o tensiune cunoscută, de frecvenţă egală, provenind de la generatorul de etalonare. Se racordează mai întîi proba la antena de emisie şi se reglează înălţimea antenei de emisie şi poziţia mesei rotative pînă cînd se obţine maximul de radiaţie. Se racordează apoi la antenă generatorul de etalonare. Fără a se modifica condiţiile se aduce tensiune de emisie la aceeaşi valoare care a fost obţinută cu proba. În acest fel se poate stabili o eventuală radiaţie la orice frecvenţă care poate să existe, determinîdu-se şi intensitatea cîmpului.

La fiecare măsurare trebuie să se ia în considerare atenuarea cablului între generatorul de etalonare şi antena de emisie. Receptorul nu serveşte decît ca indicator şi nu trebuie să fie etalonat în valori absolute ale tensiunii de intrare.

Această metodă de substituţie, faţă de măsurarea directă a radiaţiei perturbatoare, prezintă avantajul că măsurarea şi etalonarea urmează imediat una după cealaltă şi din această cauză nu este deci necesară o constanţă în timp deosebită a aparatelor de măsurat.

Cu ajutorul acestei poziţii de măsurare în afară de controlul permanent al producţiei, prin sondaj, se pot face şi aprecieri asupra îmbunătăţirilor aduse aparatelor, în ceea ce priveşte siguranţa acestora contra radiaţiilor parazitare.

KYLE, JIM. **Tendinţe de proiectare în controlul freevenţei în receptoare,** Electron, Wld., 72, (1964), nr. 6, decembrie, pag. 52—54 şi 62, 6 fig.

Aglomerarea crescîndă a spectrului de frecvenţe utilizate în radiotransmisiuni, ridică probleme dificile legate de precizia frecvenţei în receptoare, respectiv de acordul pe staţiile urmărite. Unul din sistemele prezentate pentru controlul de precizie al frecvenţei presupune un oscilator cu cristal de mare precizie, al cărui semnal este multiplicat în trepte succesive, produsele respective ajungînd la generatoare de

armonice, iar multiplii urmăriți sînt obținuți prin intermediul unor filtre și ajung apoi în etajele de amestec. Comanda acestui ciclu se realizează printr-o serie de comutatoare în trepte, valoarea treptelor putînd fi mult micșorată, în raport cu necesitățile respective de precizie. Acest sistem de acord este denumit acord numeric, iar precizia lui este limitată doar de posibilitățile de filtrare. O variantă asemănătoare denumită acord cu ajutorul unui generator de spectru, presupune amestecuri multiple pentru eliminarea frecvențelor nedorite. Se descriu cîteva alte variante practice de receptoare cu un control de precizie al frecvenței, dintre care una utilizînd un oscilator principal, stabil, asociat cu un discriminator de fază sau frecvență, precum și o altă variantă de funcționare analogică a liniei de stabilizare a frecvenței.

MIHEEV, N. G. și PIROGOV, A. A. **O metodă pentru suprimarea modulației parazite de fază**, Elektrosveazi, (1964), nr. 12, decembrie pag. 42—50, 11 fig., 4 ref. bibl.

Apariția modulației parazite de fază provoacă importante dificultăți în sistemele de transmisiune cu emițătoare și receptoare sincronizate, precum și într-o serie de alte aplicații ale radiotehnicii. Se analizează principalele metode utilizate pentru suprimarea modulației parazite de fază, ca de exemplu, selecția de frecvență sau dublă heterodinare, precum și dezavantajele lor, care le limitează în mare măsură eficacitatea. Pentru o rezolvare radicală a acestei probleme, se propune o metodă principial nouă. Metoda se bazează pe însumarea liniară a semnalului de intrare cu o tensiune de reacție defazată într-un mod corespunzător. Se demonstrează grafic și analitic că în acest caz modulația parazită de fază poate fi transformată într-o modulație de amplitudine, care la rîndul ei se elimină simplu prin limitare și filtrare. Se dau schemele -bloc și de principiu ale aparatului și se analizează funcționarea lor și rezultatele experimentale obținute.

IVANOV, G. V. ș.a. **Determinarea lărgirii benzii de frecvență, în funcție de timpul de creștere și de cădere a semnalului radio,** Vestn. sveazi (1964), nr. 12, decembrie pag. 6—8, 11 fig.

În legătură cu utilizarea economică a spectrului frecvențelor radio, se impune respectarea de către stațiile de emisie a unor anumite lărgimi de bandă pentru semnalele emise. Măsurarea prin metode directe a acestor lărgimi de bandă este foarte complicată, deoarece spectrul depinde de tipul de modulație, spectrul semnalului modulator, adîncimea de modulație, distorsiunile emițătorului etc. Se analizează diferitele posibilități de definire a lățimii spectrului unui emițător și se propune o metodă indirectă pentru măsurarea ei. Metoda se bazează pe legătura între lărgimea de bandă a unui semnal radiotelegrafic și timpul de creștere și respectiv de cădere a semnalului. Se prezintă schema-bloc a aparaturii utilizate și se analizează funcționarea ei. Metoda este aplicabilă atît direct la stația de emisie, cît și pentru măsurări de la distanță.

NASKO, V. A. și DOWNER, E. W. **Extinderea legăturii prin microunde cu ajutorul cablului de înaltă frecvență,** IEEE Trans. Power App. Syst. 83 (1964), nr. 10, octombrie pag. 1058—1063, 10 fig., 16 ref. bibl.

Transformarea liniilor de transport de înaltă tensiune cu două extremități, în linii cu mai multe extremități (rețele) impune utilizarea unui sistem de comunicații prin radioreleu pentru controlul înlăturării rapide a defectelor de la fixare extremitate și pentru reanclașarea rapidă a acestor extremități. O analiză tehnico-economică a sistemelor de comunicații folosite în acest scop duce la concluzia că în cazul cînd distanțele între extremități sînt pînă la 5 mile, soluția cu cabluri de înaltă frecvență este mai rațională decît soluția cu radioreleu. Cablurile fizice de înaltă frecvență prezintă același grad de siguranță ca și radioreleul, datorită posibilității de alegere a condițiilor de instalare. Nu există în acest caz nici o restricție cu privire la sistemele de protecție prin relee sau de reanclașare automată. Dacă trebuie evitată folosirea repetoarelor, liniile de comunicații cu cabluri înfuniate în perechi, trebuie să fie mai scurte decît cele din cabluri coaxiale. Acestea însă necesită filtre terminale și tensiuni mai înalte.

LÉGARÉ, R. ș.a. **Observații cu privire la introducerea electronicii în rețeaua crossbar pariziană,** Commut. Electron., 8 (1965) ianuarie, pag. 102—111, 9 fig., 1 ref. bibl.

Introducerea dispozitivelor electronice în centralele crossbar normalizate are două obiective: obținerea unei calități a serviciului și a unei rezistențe la uzură mai ridicate, precum și posibilitatea de prelucrare a informației. Introducerea noului regim de taxare prin impulsuri periodice a impus elaborarea de distribuitoare electronice de impulsuri cadențate a căror ritm de emisiune este mai rapid decît al echipamentelor cu came montate pe un arbore antrenat de un motor electric. Pentru schimbul de informații între centrale crossbar se studiază un sistem de semnalizare cu mai multe frecvențe: organele de emisiune și de detecție a curenților alternativi de frecvență vocală utilizate pentru schimbul de semnale sînt concentrate în registre și sînt formate din elemente electronice. La una din centralele crossbar se va instala un traductor cu toruri avînd o capacitate de analiză de 500 direcții. La centrul de calcul pentru prelucrarea benzilor magnetice conținînd informații asupra traficului se vor putea trata benzile provenind de la toate centrele nodale de comutație pe patru fire, prevăzute în centrele de tranzit regionale cele mai importante.

TOWNSEND, R. L. și WATTS, R. N. **Eficacitatea controlului erorilor la transmiterea informațiilor numerice prin rețele telefonice cu selecție de cod,** Bell Syst. Techn. J., 43 (1964), nr. 6, noiembrie, pag. 2611—2639, 30 fig., 3 tabl., 12 ref. bibl.

Articolul cuprinde descrierea unor experiențe din care s-a dedus eficacitatea detecției erorilor și a retrasnsmisiei de înaltă precizie a informațiilor printr-o rețea telefonică cu selecție de cod. Informațiile au fost codificate și transmise cu viteză de 2 000 bit pe secundă, cu ajutorul unui echipament special pentru distanțe lungi. Din compararea datelor transmise cu cele recepționate, rezultă informații asupra erorilor care apar la utilizarea acestei aparaturi și asupra eficacității codului folosit.

Se analizează rezultatele obținute, arătîndu-se că prin intermediul unei codificări destul de simple, transmiterea informațiilor se poate face cu un procent foarte scăzut de erori. Se studiază, de asemenea diferitele tipuri de erori care apar, exprimîndu-se datele rezultate în fiecare caz sub formă de diagrame.

HASLEY, R. J. **Cablul telefonic transpacific COMPAC,** Electronic & Power, (1964), nr. 11 noiembrie, pag. 379—383.

Primul cablu telefonic transatlantic, instalat în 1956 de S.U.A., Anglia și Canada, a fost echipat cu un sistem cu 36 căi și cu repetoare unidirecționale flexibile, necesitînd cîte un cablu pentru fiecare sens de transmisiune. Între 1957 și 1961, Anglia și Canada au instalat un cablu de adîncime pe baza proiectului englez, denumit CANTAT, care a fost primul sistem transoceanic realizînd transmisii bilaterale pe un același cablu telefonic folosind repetoare rigide și cablu nearmat, ușor, de adîncime.

Proiectul cablului transpacific COMPAC prevede instalarea unui cablu transpacific cuprinzînd cinci secții: Vancouver-Port Alberni-Hawai-Suva, Fiji-Auckland-Sydney, cu lungimea totală de 8 235 mm, cea mai mare adîncime fiind de aproape 6 000 m. Acest cablu se va interconecta în Hawai cu cablurile ATT spre San Francisco și Los Angeles la est și spre Tokio și Manila la vest și va servi pentru transmisiuni bilaterale în banda 60...608 kHz, necesitînd 322 repetoare și 25 egalizoare. Utilizarea noului echipament permite sporirea nivelului de legături la 80 căi.

La stabilirea tipului de cablu s-a avut în vedere evitarea răsucirii lui din cauza alungirii cablului și a construcției armăturii. La adîncimi mari se poate ajunge pînă la 2 000 de răsuciri ale cablului între vana de lansare și fundul oceanului, care se cumulează de obicei în punctul unde cablul părăsește nava. La întreruperea lansării, tensiunea mecanică în cablu scade și răsucirile se transformă în spire (cablul ia forma unui tirbușon), iar la pornirea din nou a navei, spirele devin circei, care rup cablul.

Aceste inconveniente au fost evitate complet la cablul COMPAC, instalat în 1962—1963, la care rezistența mecanică

este asigurată de o inimă din sîrme de oţel cu foarte mare rezistenţă de rupere la întindere, înconjurată de un strat de sîrme de acelaşi fel, însă cablate în sens invers, pentru ca efectele de torsiune, provocate prin alungire, să se compenseze reciproc. Conductorul interior al cablului este constituit de o bandă longitudinală, de 0,25 mm, izolată cu un tub de polietilenă de 25 mm, peste care se aplică şase benzi de aluminiu formînd conductorul exterior. Tubul astfel format se acoperă cu o bandă de polietilenă, peste care se aşază ecranul compus din benzi de aluminiu suprapuse parţial şi separate cu benzi de polietilenă, apoi un înveliş din bandă de bumbac, impregnată cu o substanţă anticorosivă şi pe urmă mantaua de polietilenă, cu grosimea radială de 2,5 mm.

Repetoarele sînt rigide, avînd lungimea de 3 m şi diametru de circa 270 mm. Sînt prevăzute cîte două amplificatoare conectate în paralel, cu un singur circuit de reacţie şi astfel aranjate ca performanţele să se menţină aceleaşi şi în cazul defectării unuia din ele.

Benzile de transmisiune nominală sînt 60...300 kHz într-un sens şi 360...552 plus 560...608 kHz în celălalt sens, banda intermediară 552...560 kHz servind pentru controlarea repetoarelor. Circuitele de alimentare ale repetoarelor sînt conectate în serie şi consumă 430 mA la 73 V. Egalizoarele se instalează la intervale de 12 repetoare. Cîştigul la 608 kHz este de 55 dB.

Prin acest cablu se realizează transmisiuni telefonice, telegrafice, programe, facsimile şi date, precum şi numeroase alte servicii de telecomunicaţii, afară de programe directe de televiziune. Abonaţii telefonici ai oraşelor importante din Australia, Canada şi Anglia (nu încă şi din Noua Zeelandă) pot fi chemaţi prin automat de către operatorul interurban de la centrala terminală chemătoare.

Performanţele realizate sînt mai bune decît recomandările C.C.I.T.T.

Durata de propagare într-un sens, de la Londra la Sydney, este de 130 ms, iar pînă la Singapore respectiv la Hong Kong, în total 195 ms.

În urma înlocuirii legăturilor radiotelefonice prin legături realizate pe cablu, traficul s-a dublat imediat, iar durata medie, a apelurilor a crescut cu 20%. Aceeaşi constatare s-a făcut şi pentru porţiunea Australia-Noua Zeelandă. Apelurile Londra—Sydney s-au dublat, iar cele invers, s-au triplat.

Cablul a fost dat în exploatare în decembrie 1963, iar primul defect s-a constatat în martie 1964, la cîteva mile depărtare de Port Alberni, din cauza mareei provocată de cutremurul din Alaska. Pe cablul CANTAT s-au produs cîteva ruperi la mică adîncime din cauza traulerelor, iar un repetor la adîncimea de 2 750 m a introdus zgomot din cauza unui tub defect, care a fost înlocuit.

MAYERHOFER, ERICH şi MEYERER, PAUL. **Tubul cu unda progresivă YH1040 folosit ca amplificator emiţător în staţiile de radioreleu,** Siemens Z, 36 (1965), nr. 1, ianuarie, pag. 16—21, 10 fig., 7 ref. bibl.

Noul tub cu unde progresive YH1040 asigură în domeniul 5,95...6,54 GHz o putere utilă de emisie de 2 kW la un factor de amplificare mai mare de 30 dB. Focalizarea se asigură cu ajutorul unui cîmp magnetic spaţial periodic realizat de o serie de folii din material magnetic moale care sînt magnetizate cu patru plăci magnetice de AlNiCo. Deoarece tensiunea anodului colector este de 10...16 kV, şi puterea necesară a fasciculului trebuie să fie de circa 17 kW. Elementele componente ale tubului se răcesc cu apă (anod colector 20 l/min, şi linie de întîrziere 5 l/min). Se descrie modul de producere şi ghidare al fasciculului, linia de întîrziere, amplasarea elementelor de atenuare pentru micşorarea reacţiei şi sistemul de introducere şi extragere a semnalului. Tubul este folosit în staţiile terestre de telecomunicaţii care lucrează cu sateliţii artificiali.

BABILLON, C. **Emiţătoare de televiziune pe unde decimetrice, echipate cu klistroane,** Onde Electr. 44 (1964) nr. 452, noiembrie, pag. 1128—1138, 17 fig.

Pentru emiţătoarele pe unde decimetrice la puteri mai mari de 10 kW se adoptă aproape universal soluţie cu tuburi klistron. Avantajul lor constă în : *a*) durata de serviciu de ordinul $10^4$...$2.10^4$ ore ; *b*) stabilitatea caracteristicilor de la un tub la altul, *c*) robusteţea mare a tubului ; *d*) independenţa sistemului tun catodic de excitaţie în înaltă frecvenţă a sistemului de prelevare a energiei de înaltă frecvenţă, faţă de colectorul care disipează puterea pierdută ; *e*) reglaj simplu datorit lipsei cuplajului ; *f*) factor de amplificare mare. Se prezintă schema unui emiţător de televiziune echipat cu klistron şi modul de realizare practică precum şi performanţele obţinute. Rezultă că singurul dezavantaj al klistronului este randamentul lui scăzut. În ultimul timp s-au efectuat cercetări pentru îmbunătăţirea acestui parametru, printr-o mai bună optică electronică şi prin reducerea tensiunii de colector.

THIELCKE, HEINRICH. **Studiul emiţătoarelor şi staţiilor de radioreleu din punctul de vedere al televiziunii în culori.** Rundfunktechn, Mitt., 8, (1964), nr. 6, decembrie, pag. 335—340, 13 fig., 9 ref. bibl.

Au fost realizate o serie de măsurări asupra unor emiţătoare şi staţii de radioreleu avînd scopul de a studia posibilitatea de a transmite cu aceste instalaţii, semnalele pentru televiziunea în culori. Se prezintă aparatura folosită la diversele tipuri de măsurări, indicîndu-se rezultatele obţinute în legătură cu : variaţia amplitudinii în bandă de frecvenţă, viteza de propagare în grup, distorsiunile neliniare, cercetările cu semnale de televiziune în culori, nivelurile semnalelor, modul de compensare al variaţiilor de amplitudine în bandă, compensarea erorilor benzilor laterale, folosind un sistem cu caracteristica pătratică de reducere a distorsiunilor.

Se mai analizează cauzele care au intervenit în timpul efectuării măsurărilor, folosind semnalul de televiziune în culori şi care au determinat o serie de erori.

DE PALEVILLE, J. **Emiţătorul de radiodifuziune de 600 kW Thomson Houston R 226,** Revue Technique CFTH, nr. 41 (1965), martie, pag. 9—20, 6 fig.

Emiţătorul TH R 226 de 600 kW, ultima realizare a firmei Thomson-Houston în materie de emiţătoare de mare putere, este conceput să poată funcţiona fie pe unde kilometrice, fie pe unde hectometrice şi, prin punerea în paralel a două unităţi, să poată constitui un emiţător de 1 200 kW cu rezervare automată activă.

Este echipat în etajul final cu 3 triode TH 504 modulate anodic şi parţial pe grilă, pentru a reduce disipaţia pe grilă, care la tuburile răcite prin vaporizare devine principala limitare a puterii de lucru şi pentru a ameliora liniaritatea şi randamentul la grade mari de modulaţie compensînd reducerea purtătoarei. Modulatorul avînd două triode de acelaşi tip în contratimp este folosit la maxim.

Procedeul de modulaţie clasic ales este consecinţa neviabilităţii diverselor artificii (Doherty, autoanodic, amplifază) cunoscute în literatură.

Asigurînd indici calitativi optimi, proiectantul a urmărit în plus simplicitatea maximă şi reliabilitatea cea mai ridicată. Tuburile sînt menţinute într-un regim de lungă durată de viaţă, cu tensiuni anodice nu prea mari.

Lanţul de radiofrecvenţă este tranzistorizat pînă la 80 W, urmat de două etaje cu tuburi (o tetrodă şi o triodă) şi de etajul final. Amplificarea prefinalului (cu grila la pămînt), de numai 8 dB, asigură stabilitate la reglaje. Circuitul acordat al finalului este simplu, distinct de circuitele de adaptare la sarcină, de filtrele de armonice, etc. Conexiunile la cele trei tuburi sînt egale geometric şi electric.

Lanţul de audiofrecvenţă are etajele de mică putere tranzistorizate, numai 4 etaje fiind echipate cu tuburi. Între premodulator şi modulator (acesta avînd un cîştig de 17,5 dB) este intercalat un transformator, soluţie, superioară prin simplitate cuplajului pe catodă în cazul tubului TH 504 şi a materialelor magnetice disponibile azi. Contrareacţia totală de 18 dB şi cele parţiale duc la un coeficient de distorsiuni al modulatorului sub 1% . Lanţul de audiofrecvenţă este capabil să transmită semnale puternice ecretate pentru mărirea eficacităţii emiţătorului la depărtare (modulaţia trapezoidală).

Randamentul global al emiţătorului este foarte ridicat, atingînd în regim de purtătoare 70%.

Subliniem că acest emiţător descris este identic cu tipul ce va fi furnizat de firma Thomson-Houston ţării noastre în anul 1966. Autorul articolului a vizitat România în legătură cu această furnitură.

FINCK, L. **Emiţătoare de radiodifuziune pe unde metrice cu modulaţie de frecvenţă,** Revue Technique CFTH, nr. 41, (1965), martie, pag. 51—76, 27 fig., 1 tabl.

Banda undelor metrice, abordată de serviciile de radiodifuziune datorită protecţiei superioare faţă de perturbaţii, posibilităţilor de a se asigura o fidelitate ridicată şi puterilor instalate necesare modeste, a cucerit în ultimul timp şi avantajele transmisiunilor stereofonice (sau de mai multe programe simultan), folosirii multiple a antenelor şi reliabilităţii ridicate. Firma CFTH execută emiţătoare de acest gen cu puteri între 20 W şi 12 kW şi pregăteşte un emiţător de 100 kW. Cele şapte tipuri de emiţătoare produse au randamente între 22% (cel de 20 W) şi 55% (cel de 12 kW) cer alimentare monofazică pînă la 250 W, trifazică de la 1 kW şi ocupă o casetă (20 W şi 50 W), o ramă (250 W—5 kW) sau două rame (12 kW). Toate funcţionează în banda 87,5—108 MHz, cu o stabilitate de frecvenţă de $10^{-5}$, o deviaţie de frecvenţă nominală de 75 kHz, o liniaritate excepţională ($\pm$0,25 dB pînă la 15 kHz monofazic, $\pm$0,1 dB pînă la 55 kHz dacă se foloseşte modulatorul stereo), distorsiuni sub 0,4% şi zgomot propriu, ponderat, sub 78 dB.

Aceşti indici sînt asiguraţi de oscilatorul pilot-modulat TH R 2 400. Se foloseşte modulaţia directă de frecvenţă, avantajoasă prin indicele de modulaţie profund realizat fără multiplicări, direct pe frecvenţa de emisiune, cu o bandă de frecvenţe modulatoare între 20 Hz şi 100 kHz. Un pilot cu cuarţ overtone controlează frecvenţa cu ajutorul unui discriminator pe 400 kHz. Modularea se face prin variaţia capacităţii joncţiunii bază-emitor a unui tranzistor cu colectorul comun. S-a realizat un montaj termocompensat, foarte liniar şi stabil, cu zgomotul redus prin contrareacţia de curent la —80 dB şi cu o putere de ieşire de 1,5 W.

Emiţătorul de 20 W tranzistorizat, conceput pentru a funcţiona nedeservit, cu perioadă de revizie foarte lungă, cuprinde pilotul modulator, etajul de 20 W şi electroalimentarea stabilizată. Răcirea tranzistorului de putere este asigurată prin legătura termoconductoare între acesta şi caseta lui, confecţionată din oxid de beriliu. Se consideră că emiţătorul de 20 W poate acoperi o rază de 10 km.

Emiţătorul de 250 W, utilizabil pentru acoperirea unui oraş sau pentru asigurarea unei legături de program pe unde metrice studio-emiţător, cuprinde pilotul modulator şi două etaje de amplificare de radiofrecvenţă, echipate cu tuburi; tetroda finală 4 × 150 are un cîştig ridicat. Dimensiunile unei rame sînt 125 × 60 × 40 cm.

Emiţătorul de 3 kW are trei etaje cu tuburi, tetroda finală fiind răcită cu aer forţat. Circuitele acordate din etajul final sînt constituite din linii simetrice reglabile cuplate, cu factor de calitate intrinsec foarte mare. Filtrul de armonice este coaxial.

Reducînd tensiunea anodică a finalei şi adăugînd un etaj cu o triodă cu grila la masă, se obţine emiţătorul de 12 kW.

Combinînd două emiţătoare de 3 kW în montaj cu rezervă pasivă, se obţine un echipament conceput pentru a funcţiona nedeservit, vizitat lunar pentru întreţinere. Automatica este redusă la minim şi interverteşte doar antena cu sarcina artificială.

CHESNEAU, R. **Multiplexoare şi antene pentru emiţătoarele cu modulaţie de frecvenţă,** Revue Technique, CFTH, nr. 41, (1965), martie, pag. 77, 14 fig.

S-a pornit de la ideia simplă a separării emiţătoarelor care debitează pe o antenă comună, între ele, prin filtre trecebandă cu cavităţi, punînd ieşirile tuturor acestor filtre în paralel, fără a mai recurge la montajele în inel. Se permite astfel reglajul independent al fiecărui emiţător. Realizat practic, multiplexorul conectează la aceeaşi antenă cinci emiţătoare (pentaplexor), dar numărul acesta s-ar putea spori.

Filtrul de *cale* este format din două cavităţi coaxiale în $\lambda/4$ cuplate magnetic, echivalent cu o linie cu inductanţe în serie (de altfel neimportante) şi cu două circuite acordate în cascadă. Fiecare filtru reprezintă însă o reactanţă în paralel cu antena pentru celelalte emiţătoare şi este necesară compensarea reciprocă a acestor reactanţe pe fiecare direcţie. Calculul exact al lungimilor fiderelor de legătură se face rezolvînd aproximativ ecuaţiile date de condiţia de compensare reciprocă şi introducînd corecţiile cerute de reactanţele de dezacord ale cavităţilor, de inductanţele în serie, de neliniaritatea parametrilor liniei ca funcţie de lungime.

Transpunerea filtrelor calculate clasic în filtre cu cavităţi se face prin procedee de calcul clasice, pe care autorul la expune detaliat. Se demonstrează că se poate construi conductorul central din doi cilindri culisînd unul în altul; în acest caz prin alegerea materialelor cupru şi invar se poate realiza o termocompensare, cu o precizie limitată doar de dimensiunile pieselor folosite. Pentaplexorul realizat pentru cinci emiţătoare de 3 kW, fără ventilaţie, asigură lărgimi de bandă de cîte 500 kHz, atenuări de peste 45 dB la 4 MHz, raport de undă staţionară maxim de 1,1; pierderi de inserţie de cel mult 0,3 dB, intermodulaţie şi frecvenţe de combinaţie neobservabile.

Pe aceeaşi ramă cu pentaplexorul se instalează un panou de comutaţie pe antenă fictivă, antena fictivă, tosmetrul, etc.

Antenele construite de CFTH sînt semipanouri standard (cîte 2 dipoli orizontali). Un semipanou acoperă banda 87,5—108 MHz, are impedanţa de intrare 50 Ω cu vswr $\leqslant$ 1,2 şi dă o diagramă orizontală cu abateri de la cerc de $\pm$2°, cu cîştig 4,5 dB şi putere maximă admisă 30 kW. Antenele se pot acoperi cu protecţii contra chiciurii în jurul alimentării dipolilor.

Se poate construi şi un repartitor inegal de putere între feţele pilonului.

WALTHER, G. L. **Caracteristica de frecvenţă a unui cap de redare magnetic, la semnale discrete,** Philips Res. Rep., 19 (1964), nr. 3, iunie, pag. 281—295, 7 fig., 2 tabl., 14 ref. bibl.

Una din principalele probleme care se pune sistemelor de înregistrare magnetică a informaţiilor discrete este cea a creşterii densităţii de informaţie înregistrată. Se arată că densitatea de informaţii nu este limitată numai de parametrii sistemului de înregistrare şi de mediul de stocare, ci şi de sistemul de redare şi respectiv, de tipul detecţiei utilizate. Se studiază analitic răspunsul unui cap de redare cu fontă finit, la un semnal discret, înregistrat în condiţii ideale. Se consideră cazul înregistrării saturate, în care semnalele discrete sînt stocate sub forma unei succesiuni de regiuni de lungime finită şi magnetizate saturat, cu o inversare a sensului de magnetizare între două regiuni succesive. Deşi se analizează şi cazul unor semnale sinusoidale, se insistă asupra cazului unui semnal în treaptă. Se analizează influenţa geometriei sistemului de redare asupra parametrilor semnalului de răspuns şi în special a puterii de rezolvare, precum şi interferenţa între impulsuri consecutive. Se descriu două metode de detecţie a semnalelor de la ieşirea capetelor de redare: detecţia de amplitudine şi cea de vîrf şi legătura dintre ele şi influenţa grosimii mediului asupra performanţelor redării.

**Apariţia unui nou sistem de televiziune în culori ART,** Télévision (1965), nr. 150, ianuarie, pag. 13, 1 fig.

Amintind dezavantajele sistemelor de televiziune în culori folosite în prezent — NTSC în S.U.A., SECAM în Franţa şi PAL în Germania — se arată că cele mai mari greutăţi sînt provocate de distorsiunile diferenţiale de fază. La sistemele SECAM şi PAL, aceste distorsiuni au fost înlăturate cu ajutorul unor linii de întîrziere şi comutări electronice, sistemele devenind astfel foarte complicate şi costisitoare.

Noul sistem de televiziune în culori, ART, realizat în R.F. Germană, prevede un semnal suplimentar de referinţă care persistă pe toată durata părţii active a fiecărei linii. Astfel, dacă apar variaţii de fază în timpul modificării semnalului de luminanţă, semnalul de referinţă şi cel de crominanţă vor fi influenţate în aceeaşi măsură. Deci redarea culorilor nu va fi cu nimic modificată.

Dezavantajul acestui sistem faţă de NTSC, constă în compatibilitatea lui mică de a forma imagini alb-negru în receptoarele de televiziune obişnuite. În schimb, sistemul *ART* e preferabil, datorită îmbunătăţirii fidelităţii şi raportului semnal/zgomot precum şi datorită reducerii coeficientului de distorsiuni.

# CONTENTS


CZ 621.314.9

KATZ, E. **A high-linearity amplitude-time conversion method.**

A high-linearity amplitude-time conversion method is proposed and analysed, which may be used for high-precision adjustable delays and as intermediate step in an amplitude-number conversion of continuous and impulsive magnitudes. Extremely high theoretical linearities are obtainable by relatively simple means.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 433

CZ 546.722 ; 538.662.13

ALMASSY, GY. **Ferrites with low Curie temperature points and their uses.**

There are presented the results of studies on the change in the magnetic properties of low Curie temperature point ferrites and indications are given concerning the use of these ferrites for measuring the variations of a physical quantity

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 438

CZ 621.372.553.029.64

RULEA, GH. **The calculation of a simple microwave phase-shifter.**

The paper exposes the computing method for a microwave phase-shifter, with a phase shift for the central frequency and an error against this phase at maximal and minimal transmitted frequencies.

The phase shifter is realised by modifiying the width of a rectangular waveguide, the modified portion having a different critical frequency and a different phase constant.

Formulae and graphs are given for engineers planning.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 442

CZ 621.373.42.016.35

SINNREICH, H. **An unitary method of determining the stability of the bridged oscillators.**

It is defined a „complexe shift" whose real term characterizes the amplitude stability and whose imaginary term characterizes the frequency error of the bridged oscillators towards the proper frequency of the selective circuit.

Using the complexe shift, there are analysed the performances of the main types of bridged oscillators — RC, LC and quartz oscillators — as functions of the scheme parameters. A relationship between the frequency shift and the output power is found and some transistor bridged oscillator schemes are given.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 445

CZ 621.395.616.51

STANOMIR, D. **Electrically combined capacitor microphones.**

The working out of the variable directivity capacitor microphones is treated of a theoretical point of view.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 451

CZ 621.315.23 ,620.193.4

POP, T. **The corrosion of the underground telephone cables. The soil action in corrosion processes.**

The danger of the underground cable deterioration by corrosion is emphasized. The various aggresive soil actions in the corrosin processes of the cable networks and cable pipes are pointed out.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 454

CZ 621.3.028 – 181.5

COJOCARU, TH. **Microminiaturization of the resistors used in the broadcast and electronics**

The microresistor realised by laying down on support plates are studied. Useful information is given on the manufacture and the measure of these resistors and on general problems connected to the microminiaturization.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 461

CZ 621.314.6.621.395.34

MANGIUREA, F. O and GLIGA, AL. **Stabilized and filtered rectifiers for automatic telephone exchanges.**

There are submitted the performances obtained by the Electromagnetica-Works in the construction of voltage-stabilized rectifiers and a comparison with similar foreign products is made.

Telecomunicații, Bucharest, 9 (1965), nr. 11, p. 467


# SOMMAIRE


CZ 621.314.9

KATZ, E. **Méthode de conversion amplitude-temps de grande linéarité.**

On propose et on analyse une méthode de conversion amplitude-temps de grande linéarité, utilisable pour l'obtention des retards réglables à grande précision et comme échelon intermédiaire d'une conversion amplitude-valeur numérique des grandeurs linéaires et des impulsions.

Des linéarités théoriques élevées peuvent être atteintes par des moyens relativement simples.

Telecomumicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 433

CZ 546.722 ; 538.662.13

ALMASSY, GY. **Ferrites à basse température Curie et leurs utilisations.**

Y sont exposées les résultats des études concernant le changement des propriétés magnétiques des ferrites à bas point de température Curie. Sont indiquées les usages de ces ferrites pour la mesure de la variation de certaines grandeurs physiques.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 438

CZ 621.372.553.029.64

RULEA, GH. **Le calcul d'un déphaseur simple pour micro-ondes.**

On présente la méthode de calcul d'un déphaseur pour microondes, ayant un déphasage donné à la fréquence centrale et des écarts donnés par rapport à celui-ci aux fréquences maximum et minimum de la bande transmise.

Le déphaseur est réalisé par l'évasion ou le rétrécissement de la section d'un guide d'ondes rectangulaire, ce qui change la fréquence critique le long de la portion modifiée. Par conséquent les constantes de phase sont aussi différentes.

On donne les formules et les diagrammes nécessaires pour le dimensionnement.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 442

CZ 621.373.42.016.35

SINNREICH, H. **Méthode unitaire pour déterminer la stabilité des oscillateurs en pont de Wheatstone.**

On définit la grandeur appellée écart complexe, dont la partie réelle caractérise la stabilité de l'amplitude et la partie imaginaire caractérise l'écart de fréquence des oscillateurs par rapport à la fréquance nominale du circuit sélectif.

A l'aide de l'écart complexe sont analysées les performances des principaux types d'oscillateurs en pont de Wheatstone LC, RC et à quartz, comme fonction des paramètres du montage, en vérifiant aussi la condition de linéarité du régime. On trouve une relation entre l'écart de la fréquence et la puissance à la sortie.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 445

CZ 621.395.616.51

STANOMIR, D. **Microphones à condenseur électriquement combinés.**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 451

CZ 621.315.23.620.193.4

POP, T. **La corrosion des câbles téléphoniques souterrains. L'action du sol dans les procès de corrosion.**

On relève le danger de la destruction des lignes téléphoniques en câble souterrain par corrosion.

On indique les diverses actions agressives du sol qui participent aux procès de corrosion des câbles et de leurs canalisations souterraines.

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 454

CZ 621.3.028 – 181.5

COJOCARU, TH. **La microminiaturisation des résistances utilisées dans la radioélectronique.**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 461

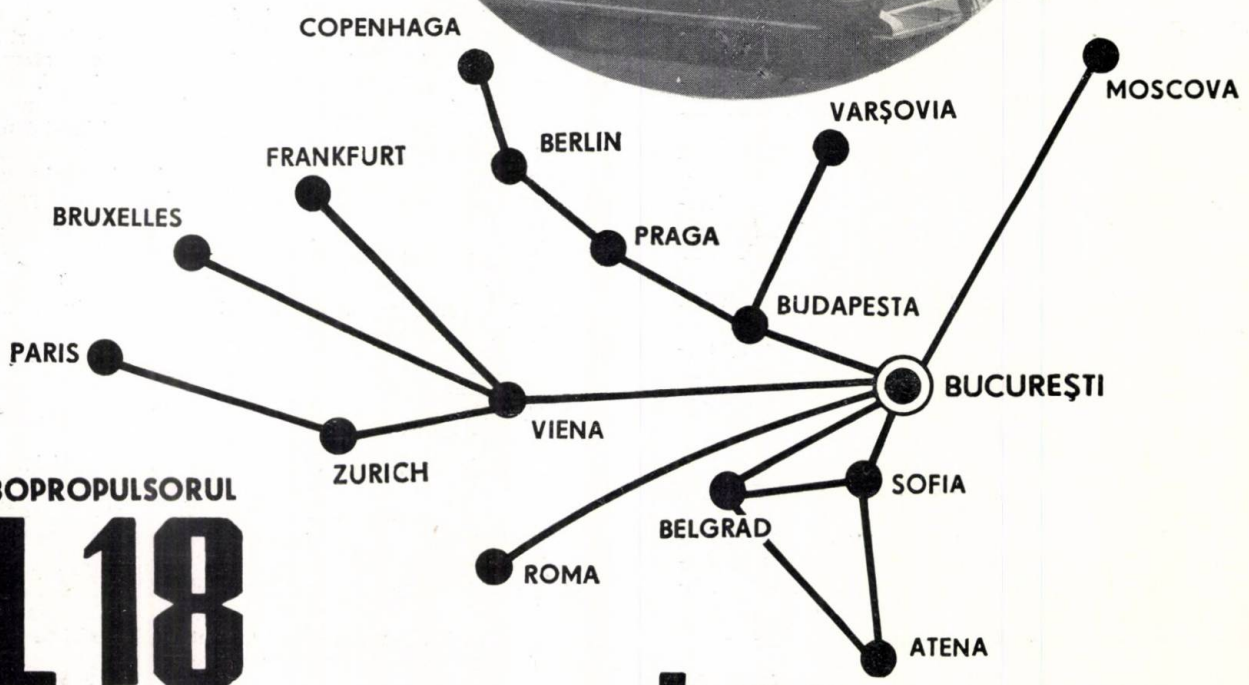
CZ 621.314.6.621.395.34

MANGIUREA, F. O. şi GLIGA, AL. **Redresseurs stabilisés at pourvus de filtres pour l'alimentation des centraux téléphoniques automatiques.**

Telecomunicații, Bucarest, 9 (1965), nr. 11, page 467



MŰSZAKI KÖNYVTÁRES




**TURBOPROPULSORUL**

# IL 18

**ÎN SERVICIU PE LINIILE EXTERNE**

**VALORIFICĂ TREI CERINȚE DE PRIM ORDIN**

# tarom

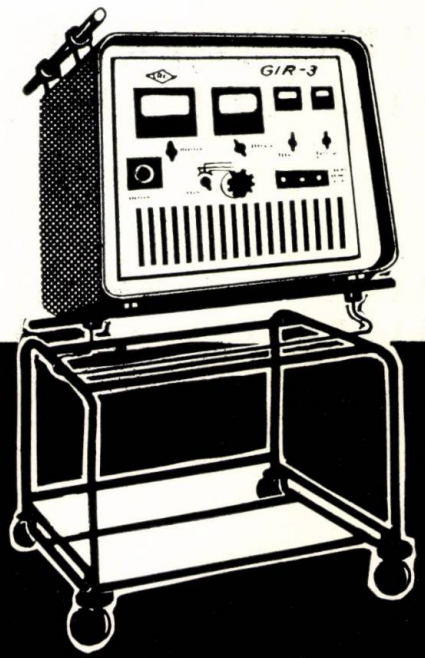
- **Siguranță perfectă**
- **Confort ideal**
- **Performanțe de zbor și caracteristici de greutate apreciabile pentru categoria sa**

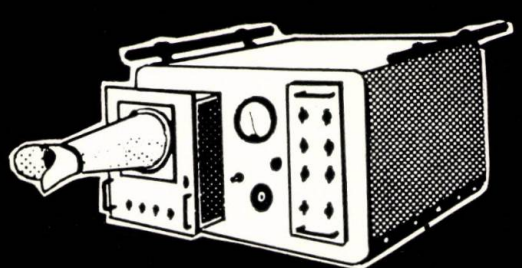
# INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

# ICPE

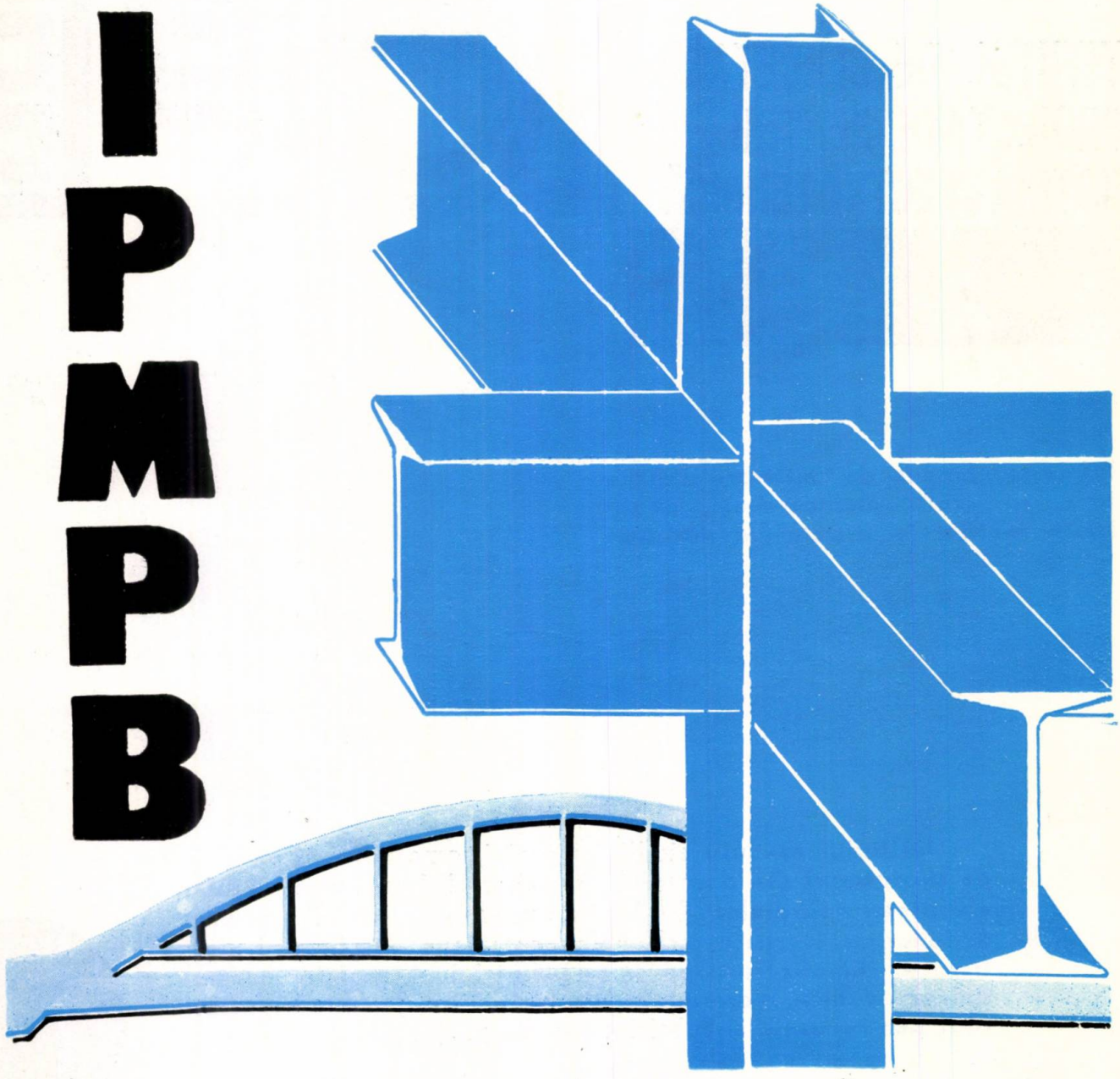
**Primește comenzi de cercetare și proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din țară.**

**Institutul execută studii, încercări, omologări și execuții de prototipuri din domeniul mașinilor și transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă tensiune și înaltă tensiune, acționărilor electrice, schemelor complexe electrice și electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu mașini electronice, materialelor electrotehnice, precum și proiectării pentru uzine și fabrici cu acest profil.**



# IPMPB



## ÎNTREPRINDEREA DE PODURI METALICE ȘI PREFABRICATE DE BETON

PITEȘTI

PRODUCE DIVERSE CONSTRUCȚII METALICE NECESARE LUCRĂRILOR DE CONSTRUCȚII ÎN TELECOMUNICAȚII

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

M. T. Tc. DIRECȚIA GENERALĂ A CONSTRUCȚIILOR

# abonați-vă din timp la ziare și reviste

Consultați catalogul presei editate în Republica Socialistă România pentru a vă alege publicația preferată pe anul 1966. Abonamentele se primesc de Oficiile și Agențiile P. T. T. R., factorii poștali și difuzorii de presă.

Pentru a vă asigura primirea neîntreruptă a publicațiilor care vă interesează, abonați-vă pe termene lungi, 6—12 luni

# 40% reducere

## DIN TARIFUL TELEFONIC INTERURBAN

Convorbirile telefonice cerute de abonaţii particulari, case de odihnă, hoteluri, cabane turistice şi convorbirile de la cabinele telefonice publice efectuate zilnic între orele 17—7 la distanţe mai mari de 50 km şi zilnic între orele 20—7 la distanţe sub 50 km. Duminicile şi sărbătorile legale toată ziua, la orice distanţă.

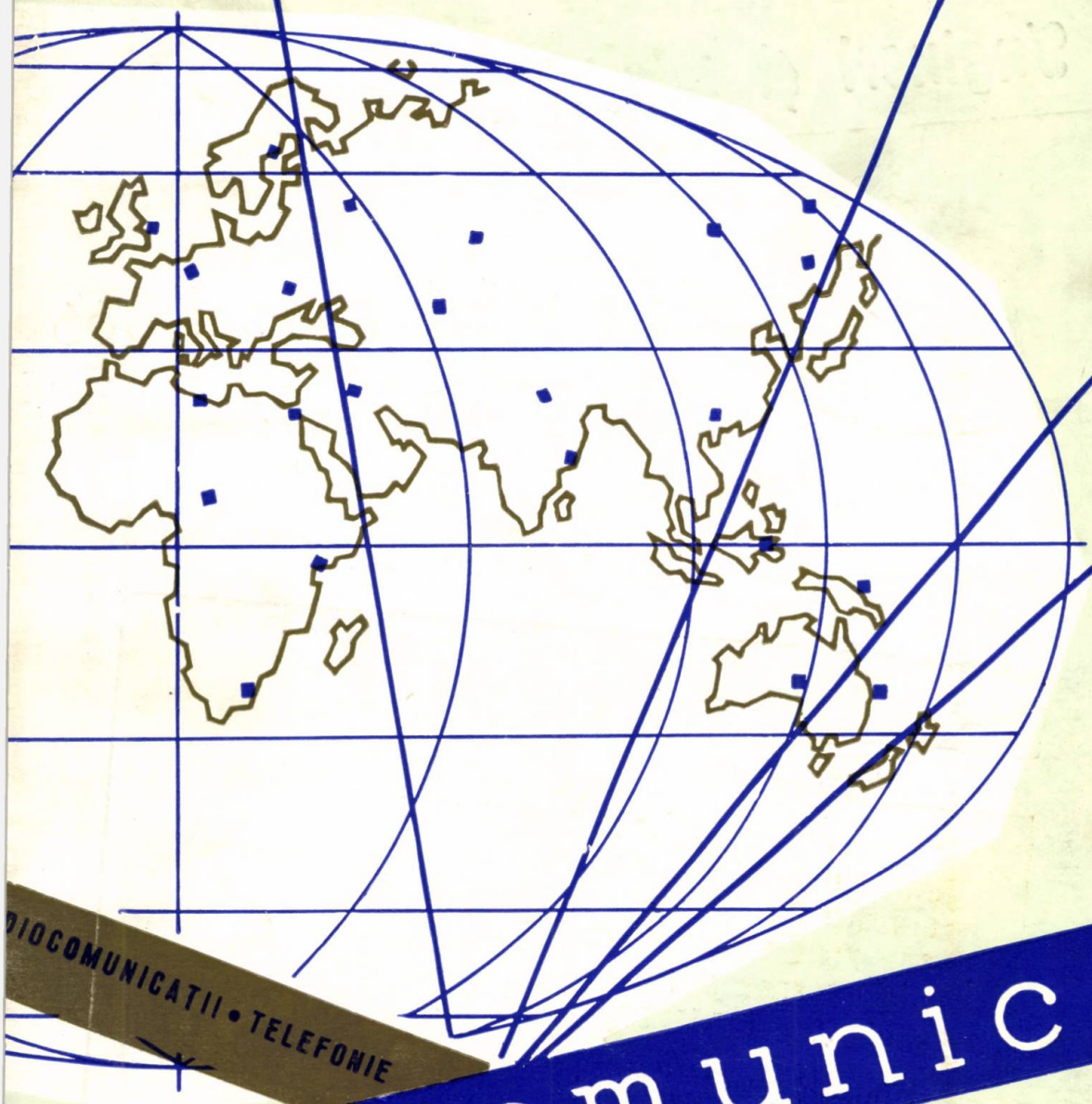
Convorbirile telefonice ale restului abonaţilor efectuate zilnic între orele 20—7 la orice distanţă.

44 201

I. P. I. — c. 3871

Lei 5

E 1741



# telecomunicații

RADIOCOMUNICAȚII • TELEFONIE

TELEGRAFIE • TELEVIZIUNE • ELECTROACUSTICĂ

1965

12

TELECOMUNICAȚII ★ Anul 9 ★ Nr. 12 ★ p. 481—528 ★ București ★ Decembrie 1965

# Ingineri și tehnicieni!

Abonați-vă pe anul 1966

LA PUBLICAȚIILE PERIODICE EDITATE DE ACADEMIA REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA

STUDII ȘI CERCETĂRI DE MECANICĂ APLICATĂ
STUDII ȘI CERCETĂRI DE ENERGETICĂ ȘI ELECTROTEHNICĂ
STUDII ȘI CERCETĂRI DE METALURGIE
STUDII ȘI CERCETĂRI DE CHIMIE
STUDII ȘI CERCETĂRI DE FIZICĂ
STUDII ȘI CERCETĂRI DE MATEMATICĂ

precum și la alte publicații din diverse domenii ale științelor naturii și ale științelor sociale, cuprinse în catalogul presei din Republica Socialistă România pe 1966.

Abonamentele se primesc la oficiile poștale, agențiile poștale factorii poștali și difuzorii de presă din întreprinderi și instituții.

Abonamantete individuale se pot contracta și la LIBRĂRIA ACADEMIEI Republicii Socialiste România, București, Calea Victoriei nr. 27.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR


# telecomunicaţii

ORGAN AL MINISTERULUI TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

*Redacţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B — Raionul „30 Decembrie" Telefon: 18.25.75*

Anul 9 Nr. 12 decembrie 1965


## *CUPRINS*


C.Z. 621.395.49

Ştefănescu, S. şi Sinnreich, H.: **Echipament telegrafic pentru sistemul de curenţi purtători ST-3.**

Se descriu căile telegrafice elaborate pentru sistemul de curenţi purtători pentru linii aeriene cu 3 căi telefonice ST-3, precum şi circuitele de protecţie necesare funcţionării concomitente a căilor telefonice şi telegrafice.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 12. pag. 481

C.Z. 621.372.832.6

Raicu, D.: **Un nou element hibrid pentru unde centimetrice.**

Pentru introducerea într-un acelaşi ghid a două unde cu lungimi de undă diferite, ca şi pentru separarea lor ulterioară, s-a propus şi s-a realizat un element hibrid cu funcţiuni de diplexare. Transferul total de putere de la un ghid la celălalt la una din frecvenţe şi transferul nul în sens opus la cealaltă frecvenţă se obţine alegînd frecvenţa critică a unuia dintre ghidurile cuplate între cele două frecvenţe date. Doar pe porţiunea în care are loc cuplajul frecvenţele critice se iau egale. Rezultatele experimentale confirmă calculele teoretice iar performanţele obţinute satisfac cerinţele care se impun.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 12, pag. 489

C.Z. 621.319.4

Ristea, I., Sandor, Eva şi C. Costorel: **Condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu cu electrolit solid.**

În articol se face o descriere a diferitelor tipuri constructive moderne de condensatoare în special a celor miniaturizate. În continuare se expun principiile fizico-chimice şi tehnologia de fabricaţie pentru condensatoarele electrolitice cu tantal şi niobiu. În încheiere se dau unele rezultate experimentale privind prototipurile româneşti.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 12, pag. 497

C.Z. 621.319.4—181.5

Cojocaru, Th.: **Microminiaturizarea condensatoarelor folosite în radioelectronică.**

Articolul prezintă metode de fabricaţie a condensatoarelor pentru microcircuite electronice, tehnologia dielectricilor sub formă de plăcuţe şi a celor realizate prin depunere, dielectrici din materiale semiconductoare, îmbinarea componentelor microcondensatorului.

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 12, pag. 504

C.Z. 621.395.344.6

Boboc, P.: **Sistemul de comutaţie telefonică, automată „Crossbar-Pentaconta 1 000" (partea III-a).**

În continuarea problemei tratate, în prezentul articol se expune principiul de funcţionare al sistemului „Crossbar-Pentaconta".

Telecomunicaţii, Bucureşti, 9 (1965), nr. 12, 512



Comitetul de redacţie

Ing. GH. AIRINEI, ing. C. ANDRIESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. A. MIRCEA, ing. M. BAIER, ing. GH. BALAIEŞ, conf. ing. AL. BODEAGA, ing. C. BOERESCU, prof. ing. GH. CARTIANU membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România (redactor responsabil), conf. dr. ing. V. CĂTUNEANU, prof. ing. S. CONDREA, prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU, laureat al Premiului de Stat, ing. C. FAUR. ing. I. FLOREA, ing. MARIN GRIGORE, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, ing. B. IONIŢĂ, Vicepreşedinte al Comitetului de Radiodifuziune şi Televiziune, conf. ing. F. LĂZĂROIU, prof. ing. N. MARINESCU, ing. A. NECŞULEA, laureat al Premiului de Stat, prof. ing. ED. NICOLAU, prof. ing. AL. SPĂTARU, ing. I. UIDILĂ

*Redactor: Ing. M. Gîrzu*



Revista „TELECOMUNICAŢII", organ al Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi Administraţia: Bucureşti, Calea Griviţei nr. 193 B. Raionul „30 Decembrie", Telefon: 18.56.91 — 18.25.75. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, Calea Griviţei nr. 193 B. Cont. 073.015.02 Banca Naţională a Republicii Socialiste România. Filiala „30 Decembrie". Tarif pentru întreprinderi; lei 100 anual. — Tarif pentru muncitori. tehnicieni şi ingineri; lei 30 anual. — Preţul unui exemplar: lei 5.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" — Bucureşti

c. 4336

## СОДЕРЖАИНЕ


ДК 621.395.49

Штефэнеску С. и Зинрейх Х.: **Телеграфическое оборудование для системы уплотнения С. Т. – 3.**

Описываются телеграфические каналы, разработанные для системы уплотнения трехканальных воздушных линий СТ-3, а также и защитные цепы, нужные для одновременной работы телефонических и телеграфических каналов.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965) № 12, стр. 481

ДК 621.372.832.6

Райку Д.: **Новый гибридный элемент для сантиметрических волн.**

Для введения в тот же самый волновод о двух волнах с различной волновой длиной, как и для их дальнейшего отделения, предложился и осуществился гибридный элемент с диплексными функциями. Полный перевод мощности от одного до другого волновода одной частоты и нулевой перевод в обратном смысле к дургой частоте получается, выбирая критичную частоту одного из сцепленных волноводов между двух данных частот. Только на участке сцепления критические частоты принимаются равными. Экспериментальные выводы подтверждают теоретические исчисления, а полученные успехи удовлетворяют налагаемые требования.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965) № 12, стр. 489

ДК 621.319.4

Ристя И., Шандор Ева и К. Косторел: **Тантало-ниоблевый электролитический конденсатор с прочным электролитом**

В статье описываются некоторые образцы конденсаторов новейшего строительства, особено из тех самы миниатюрных видов. В продолжение — излагаются физико-химические принципы и производственная технология для тантало-ниоблевых электролитических конденсаторов.

В заключение — даются некоторые экспериментальные данные, касающиеся румынских прототипов.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9, (1965) № 12, стр. 497

ДК 621.319.4 – 181.5

Кожокару Т.: **Микроминиатуризация конденсаторов, применяемых в радиоэлектронике.**

Статья представляет производительные методы конденсаторов для электроннических микроконтуров, технологию диэлектриков в виде платиночек, и тех — осуществленных путем осаждения, диэлектрикоі из полупроводных материалов, соединение составных частей микроконденсатора.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965), № 12, стр. 504

ДК 621.395.344.6

Бобок П.: **Система автоматической, телефонной коммутации „Кроссбар-Пентаконта“ 1000 (III-я часть).**

В продолжение обсуждаемого вопроса, в настоящей статье излагается принцип работы системы „Кроссбар-Пентаконта“.

Telecomunicaţii, Бухарест, 9 (1965) № 12, стр. 512


## INHALTSVERZEICHNIS


C.Z. 621.395.49

Ştefănescu, S. und Sinnreich, H.: **Telegraphieausrüstung für die Trägerfrequenzsystemen ST-3.**

Die für das Trägerfrequenzsystem auf Freileitungen ST3 ausarbeitete Telegraphikanäle werden beschrieben, sowie auch die notwendigen Schutzvorrichtungen für die gleichzeitige Funktionierung der Telegraphie- und Sprechkanälen.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), nr. 12, S. 481

C.Z. 621.372.832.6

Raicu, D.: **Ein neuer Hybrid-Glied für Zentimeterwellen.**

Um in demselben Wellenleiter zwei Wellen verschiedener Länge hineinzubringen, oder um sie zu trennen, hat man einen Diplexer-Hybrid vorgeschlagen und ausgeführt. Man erhaltet die völlige Leistungsübertragung auf einer Frequenz und das vollkommene Sperren auf anderer Frequenz und in entgegengesetzter Übertragungrichtung mittels der Wahl der kritischen Frequenz eines Wellenleiters zwischen dieser zwei Frequenzen. Die experimentellen Ergebnisse bestätigen die theoretischen Berechnungen und die Leistungen erfüllen die vorgeschriebenen Erfordnisse.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), nr. 12, S. 489

C.Z. 621.319.4

Ristea, I., Sandor, E. und Costorel, C.: **Der elektrolitische Ta-Nb Kondensator mit festem Elektrolyt.**

Verschiedene moderne Bautypen von Kondensatoren, besonders Miniaturtypen, werden beschrieben. Weiter werden die physikalischchemische Grundsätze und die Herstellungstechnologie der Ta-Nb Elektrolytkondensatoren dargelegt. Schliesslich werden einige experimentelle Ergebnisse über die rumänischen Prototypen mitgeteilt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), nr. 12, S. 497

C.Z. 621.319.4—181.6

Cojocaru, Th.: **Die Mikrominiaturisierung der im Gebiet der Funkelektronik verwendeten Kondensatoren.**

Der Artikel enthält die Erzeugungsmethoden der Kondensatoren für elektronische Mikrokreise, die Technologie der Platten- und der Ablegendielektrika, der Halbleiterdielektrika und die Berbindungsweise der Bauteile des Mikrokondensators.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), nr. 12, S. 504

C.Z. 621.395.344.6

Boboc, P.: **Das automatische Fernsprechsystem „Crossbar Pentaconta 1000 (III-ter Teil).**

Fortsetzend wird der Funktionierungsprinzip des Crossbar Pentaconta — Systems dargelegt.

Telecomunicaţii, Bukarest, 9 (1965), nr. 12, S. 512

Dr. ing. SOFRONIE ŞTEFĂNESCU
Ing. HEINRICH SINNREICH

# Echipament telegrafic pentru sistemul de curenţi purtători ST-3

## 1. Introducere

Transmisiunile telegrafice multiple utilizînd diviziunea frecvenţei se efectuează în general pe căi telefonice din sistemele de curenţi purtători. Este posibil astfel să se transmită 24, 18 sau 12 căi telegrafice pe o cale telefonică, după cum este vorba de o viteză telegrafică nominală de 50, 75 sau 100 Baud. Pentru rute secundare însă, unde se folosesc un număr mic de căi telefonice, în general nici necesităţile de căi telegrafice nu sînt atît de mari încît să justifice folosirea unei căi telefonice ca bază pentru transmisii telegrafice. Pentru astfel de rute s-a elaborat sistemul de curenţi purtători pentru linii aeriene tip ST-3 [1], la care s-au adaptat trei căi telegrafice.

Luîndu-se în consideraţie nivelul mare de zgomot existent pe circuitele aeriene şi variaţiile de nivel, s-a adoptat pentru căile telegrafice modulaţia de frecvenţă. Banda de frecvenţă disponibilă permite realizarea unei viteze telegrafice de 50 Baud.

În cele ce urmează se vor arăta motivele pentru care la conectarea căilor telegrafice s-a preferat o altă variantă decît cea recomandată de către C.C.I.T.T.

## 2. Conectarea căilor telegrafice la sistemul ST-3

Sistemul de curenţi purtători ST-3 prezintă unele particularităţi care determină modul de conectare şi nivelele de transmisie ale căilor telegrafice.

Pentru sisteme telefonice cu 3 căi funcţionînd pe circuite aeriene, C.C.I.T.T. (Vol. 3, pag. 155) recomandă ca, în vederea conlucrării pe aceeaşi bază cu sistemul standardizat de 12 căi, banda de frecvenţă utilizată să fie situată sub banda de frecvenţă ocupată de sistemul de 12 căi aeriene care este cuprinsă între 36—143 kHz.

Banda de frecvenţă recomandată de C.C.I.T.T. pentru un sens de transmisiune este între 4—16 kHz iar pentru celălalt sens (banda superioară) între 18—30 kHz sau 19 şi 31 kHz în scopul asigurării unui decalaj al frecvenţelor purtătoare (staggering) în eventualitatea folosirii mai multor sisteme de curenţi purtători pe acelaşi traseu.

Numărul modurilor de repartiţie a spectrului frecvenţelor este de 4, conform figurii 1 *a*.

În continuare se recomandă ca în vederea transmiterii pe lîngă cele 3 căi telefonice şi a 4 căi telegrafice, acestea trebuie să folosească următoarele frecvenţe nominale :

— în cazul transmiterii semnalelor corespunzător benzii inferioare, aceste frecvenţe vor fi 3,22 kHz, 3,34 kHz, 3,46 kHz şi 3,58 kHz ;

— în cazul transmiterii semnalului corespunzător benzii superioare :

a) Pentru cazul în care căile telefonice ocupă banda de frecvenţă cuprinsă între 18—30 kHz, frecvenţele căilor telegrafice vor fi : 30,42 kHz, 30,54 kHz 30,66 kHz şi 30,78 kHz.

b) În cazul în care căile telefonice ocupă banda de frecvenţă cuprinsă între 19—31 kHz, frecvenţele căilor telegrafice vor fi : 18,22 kHz, 18,34 kHz, 18,46 kHz şi 18,58 kHz.

În ceea ce priveşte puterea semnalelor telegrafice transmisă în linie, C.C.I.T.T. nu are o recomandare absolută, ci indică ca o valoare tipică cifra de — 2,35 Np ( — 20 dB) în raport cu 1 mW, într-un punct de nivel relativ zero.

Pentru obţinerea acestor transpuneri a benzilor de frecvenţă corespunzătoare celor trei căi telefonice şi celor patru căi telegrafice se foloseşte schema de modulaţie din figura 1 *a*.

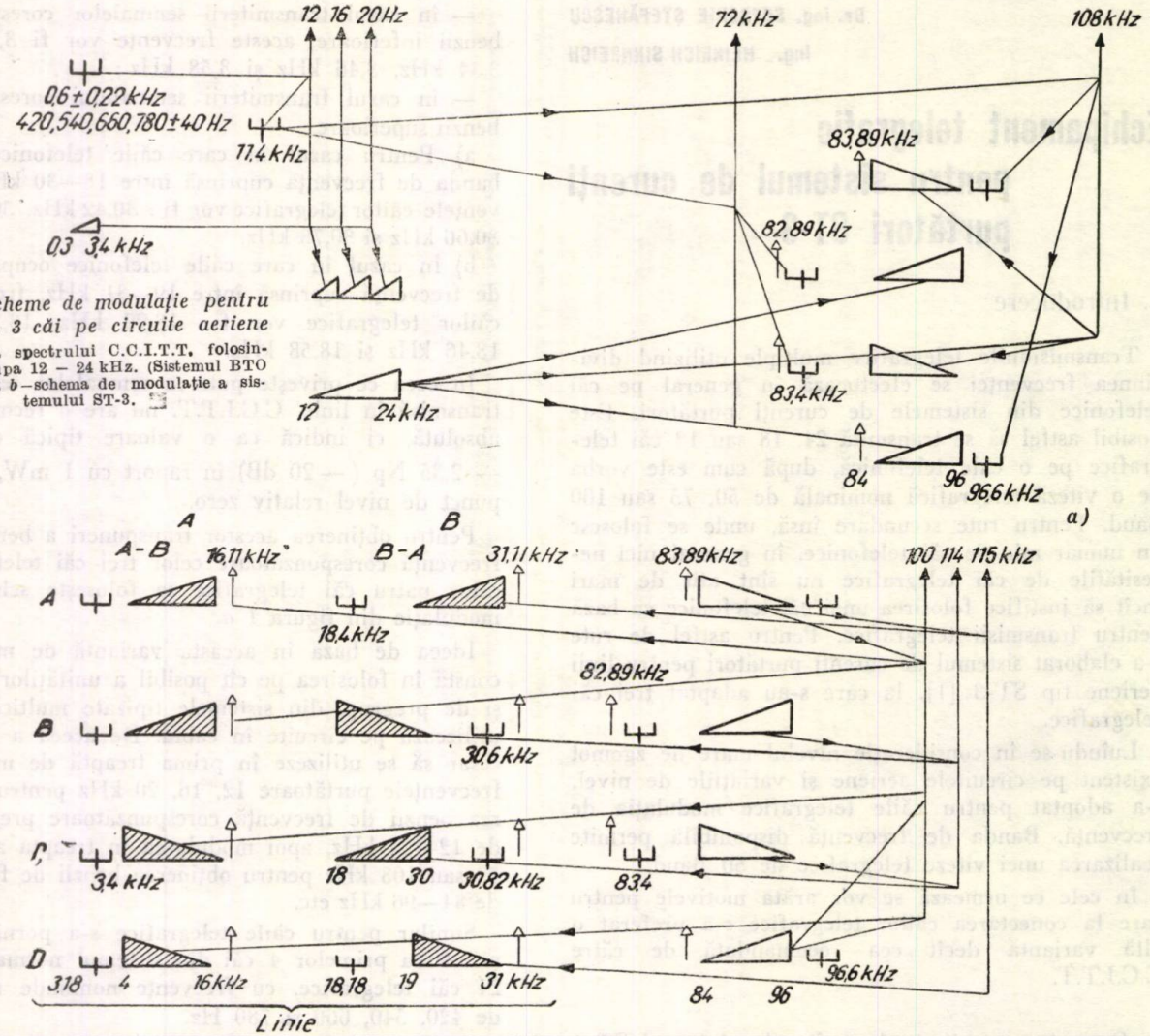
Ideea de bază în această variantă de modulaţie constă în folosirea pe cît posibil a unităţilor de cale şi de pregrup, din sistemele tipizate multicăi ce se utilizează pe circuite în cablu. De aceea a fost necesar să se utilizeze în prima treaptă de modulaţie frecvenţele purtătoare 12, 16, 20 kHz pentru obţinerea benzii de frecvenţă corespunzătoare pregrupului de 12—24 kHz, apoi modularea în treapta a 2-a cu 72 sau 108 kHz pentru obţinerea benzii de frecvenţă de 84—96 kHz etc.

Similar pentru căile telegrafice s-a pornit de la utilizarea primelor 4 căi din sistemul normalizat de 24 căi telegrafice, cu frecvenţe nominale respectiv de 420, 540, 660 şi 780 Hz.

După cum se vede din schema de modulaţie figura 1 *a*, păstrarea acestui avantaj de a folosi unităţi comune cu sistemele ce se folosesc pe linii în cablu este plătită cu preţul utilizării a trei trepte de modulaţie care necesită următoarele frecvenţe purtătoare 12, 16, 20, 72, 108, 100, 114 şi 115 kHz, dintre care ultimele trei nici nu sînt comune cu frecvenţa purtătoare ce se utilizează la sisteme multicăi de pe liniile în cablu şi se obţin de obicei din oscilatoare cu cuarţuri individuale.

În cazul sistemului ST-3 s-a considerat că în vederea obţinerii unei siguranţe în funcţionare mai mari, unei soluţii mai economice şi a unei întreţineri mai uşoare se poate renunţa la avantajul folosirii unităţilor comune cu cele folosite în sistemul de curenţi purtători de pe linii în cable şi să se treacă la utilizarea unei singure trepte de modulaţie (fig. 1 *b*).

După cum se observă în cazul schemei de modulaţie din figura 1 *b* se obţin două variante de modulaţie pe care le considerăm principale şi încă două ce rezultă prin utilizarea benzii superioare pentru căile doi şi trei din sensul inferior de transmisie (adică prin folosirea frecvenţelor purtătoare de 8 şi 12 kHz pentru căile doi respectiv trei).



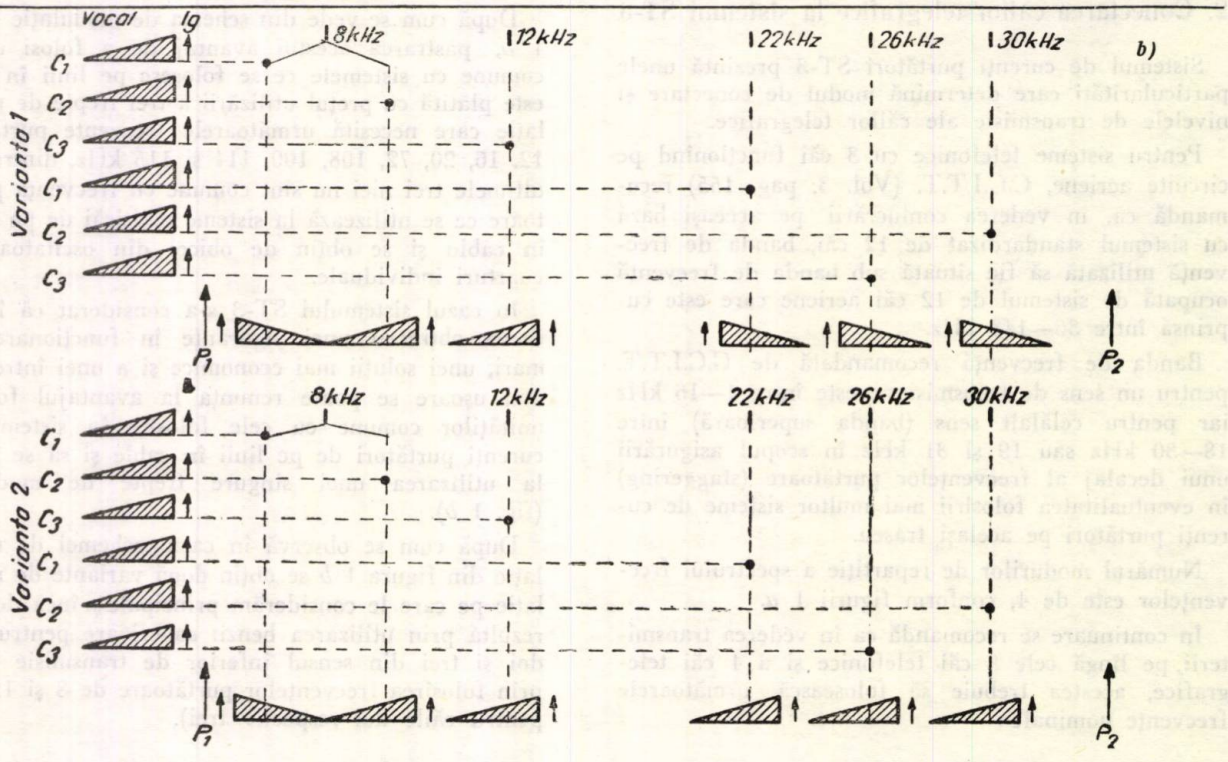




**Fig. 1.** *Scheme de modulație pentru sisteme cu 3 căi pe circuite aeriene*

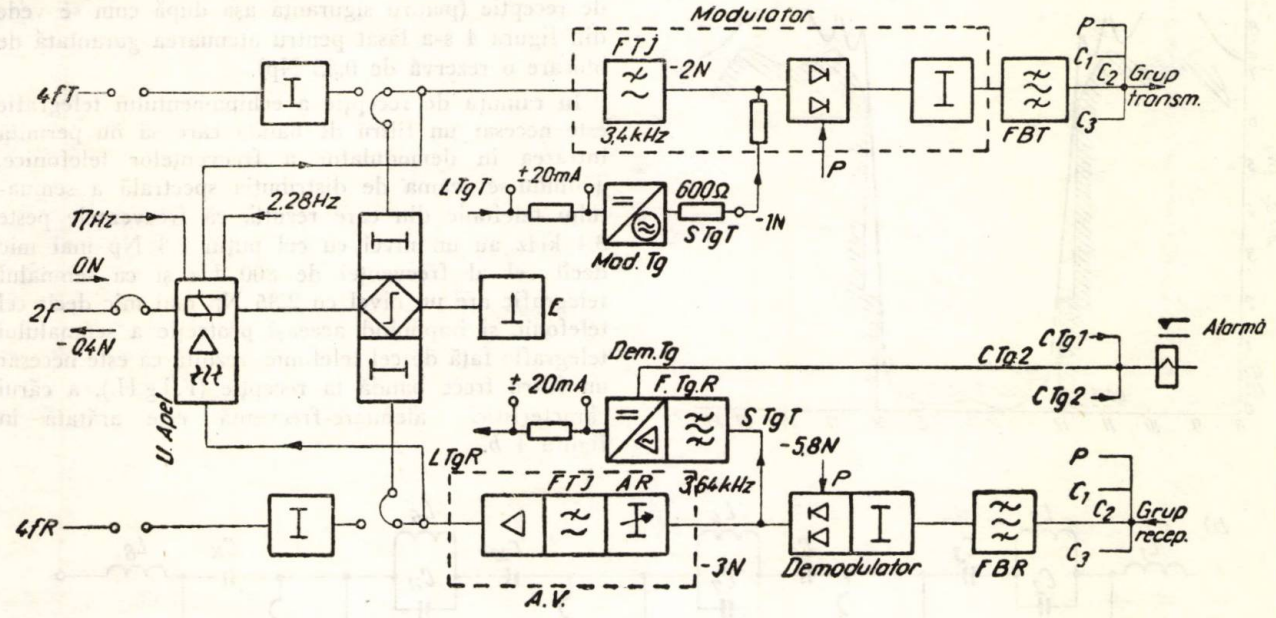
*a* – realizarea spectrului C.C.I.T.T. folosindu-se pregrupa 12 – 24 kHz. (Sistemul BTO 3/4 – RPU); *b* – schema de modulație a sistemului ST-3.

Toate frecvenţele purtătoare se obţin de la un singur oscilator stabilizat cu cuarţ de 4 kHz, şi anume cele din sensul inferior de transmisie fiind multipli direcţi ai frecvenţei de 4 kHz, iar cele din sensul superior fiind multipli ai frecvenţei de 2 kHz, care se obţin prin divizarea frecvenţei de 4 kHz.

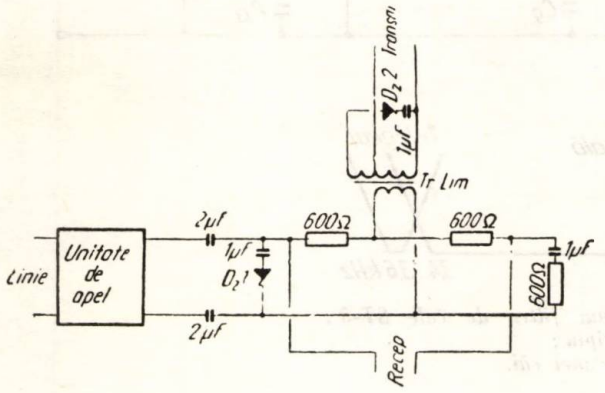
frecvenţă transmisă cuprinsă între 22.3 kHz...25,7 kHz, adică o lărgime de bandă :

$$= 25{,}7 - 22{,}3 = 3{,}4 \text{ kHz}.$$

Rezultă deci că filtrele de bandă (raţionamentul este acelaşi pentru oricare cale) trebuie să aibă o




a)




b)

Fig. 2. *a — conectarea căilor telegrafice în sistemul ST-3 ;*
*b — sistemul diferenţial cu limitatoare.*

Pentru a nu rezulta însă o diversitate mare de filtre de cale, acestea trebuie să fie de un tip special.

Să examinăm de exemplu calea II, sensul superior. Aceasta poate rezulta fie ca bandă superioară a frecvenţei vocale modulate cu frecvenţa purtătoare de 22 kHz, adică :

$$22 \text{ kHz} + (0{,}3...3{,}4) \text{ kHz} = 22{,}3 \text{ kHz}...25{,}4 \text{ kHz}$$

fie ca bandă inferioară a frecvenţei vocale modulate cu frecvenţe purtătoare de 26 kHz, adică :

$$26 \text{ kHz} - (0{,}3...3{,}4) \text{ kHz} = 22{,}6...25{,}7 \text{ kHz}.$$

Pentru a folosi un singur tip de filtru în ambele cazuri, acesta evident trebuie să aibă o bandă de lărgime de bandă de 3,4 kHz, adică cu 300 Hz mai mare decît în cazurile obişnuite în care se transmite o lărgime de bandă de 3 100 Hz (300...3 400 Hz).

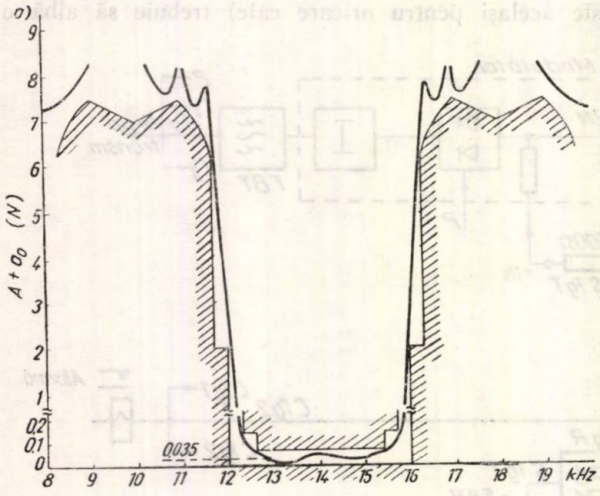
Ţinînd seama însă că C.C.I.T.T. recomandă transmiterea numai a frecvenţelor cuprinse între 300—3 400 Hz, rezultă că în banda de frecvenţă 3400... 3700 Hz se poate transmite o altă informaţie. S-a preferat transmiterea în această bandă de frecvenţă a unei căi telegrafice cu lărgime de bandă efectiv transmisă de 120 Hz (cu o frecvenţă centrală 3640 Hz), un interval total de 180 Hz fiind necesar pentru a ţine seama de benzile de tranziţie ale filtrelor de separaţie (fig. 3 *c*).

În această schemă de modulaţie rezultă că pe lîngă fiecare cale telefonică se poate transmite şi o informaţie telegrafică folosindu-se elementele comune de modulaţie şi de grup. Marele avantaj în acest caz constă în aceea că toate cele 3 căi telegrafice au un echipament identic (funcţionînd în aceeaşi bandă de frecvenţă) şi nu necesită pentru modulaţie nici un echipament în plus faţă de cel necesar pentru căile telefonice.

În vederea funcţionării concomitente este necesar însă să se asigure atît în ramura de emisie cît şi în cea de recepţie o protecţie bilaterală, adică nici transmisia telegrafică să nu fie perturbată de cea telefonică şi nici invers.

Nivelul frecvenţelor vocale corespunzătoare benzii telegrafice are o ponderare la emisie de aproximativ —2,35 Np (—20 dB). Ţinînd seama că nivelul căii telegrafice este de —2,35 Np într-un punct de nivel zero şi impunînd o protecţie a semnalului tele-

grafic față de semnalul telefonic de 4,6 Np, este necesar ca la emisie spectrul vocal să fie limitat de un filtru trece jos care să prezinte la frecvențele de 3600—3700 Hz o atenuare sigură de minimum 4,6 Np.




necesar un filtru trece jos, care să atenueze frecvențele telegrafice cu o valoare de

$$8 \text{ Np} - (2{,}35 + 1) \text{ Np} = 4{,}65 \text{ Np}.$$

Rezultă că filtrul trece jos 3,4 kHz, pentru limitarea benzii la emisie, se poate folosi și în ramura de recepție (pentru siguranță așa după cum se vede din figura 4 s-a lăsat pentru atenuarea garantată de blocare o rezervă de 0,35 Np).

În ramura de recepție a echipamentului telegrafic este necesar un filtru de bandă care să nu permită intrarea în demodulator a frecvențelor telefonice. Ținîndu-se seama de distribuția spectrală a semnalului telefonic din care rezultă că frecvențele peste 3,4 kHz au un nivel cu cel puțin 2,3 Np mai mic decît cel al frecvenței de 800 Hz și că semnalul telegrafic are un nivel cu 2,35 Np mai mic decît cel telefonic și impunînd aceeași protecție a semnalului telegrafic față de cel telefonic, rezultă că este necesar un filtru trece bandă la recepție (F.Tg.H.), a cărui caracteristică atenuare-frecvență este arătată în figura 4 *b*.

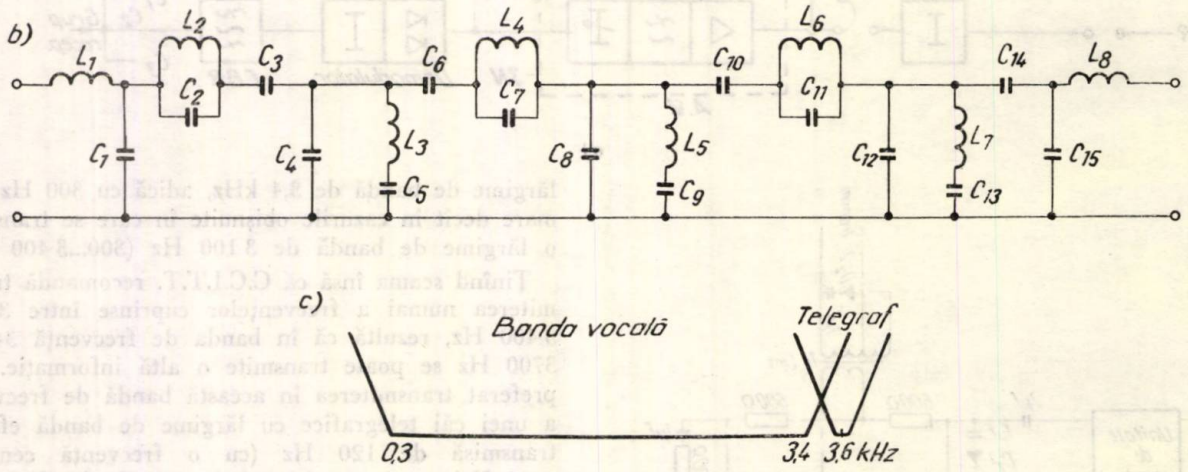



Fig. 3. *a — caracteristica unui filtru de cale ST-3 ;*
*b — schema de principiu ;*
*c — divizarea benzii unei căi.*

În figura 4 *a* se arată gabaritul atenuare-frecvență și schema de principiu a acestui filtru.

În figura 2 *a* este arătată schema bloc a părții de cale a sistemului ST-3, precum și conectarea căii telegrafice.

Atenuarea mare a filtrului trece jos face ca prin conectarea semnalului de apel la partea de emisie (2280 Hz) să nu rezulte variații de nivel pentru semnalul telegrafic.

Pentru protecția semnalului telefonic față de cel telegrafic rezultă condiții mult mai severe. Astfel datorită faptului că semnalul telegrafic este un semnal ce se transmite în mod continuu se cere în acest caz ca protecția diafonică să fie mai bună de 8 Np. Ținînd seama că nivelul semnalului telegrafic este cu 2,35 Np mai mic decît cel al telefoniei și de o pondere psofometrică a frecvențelor telegrafice de aprox. 1 Np, rezultă că în ramura de recepție este

În figura 4 *b* se arată de asemenea schema de principiu a filtrului de bandă realizat care să îndeplinească condițiile de atenuare impuse.

Cîteva precauțiuni au fost necesare, pentru ca, prin cuplarea echipamentului telegrafic cu cel telefonic, acestea să nu se perturbe reciproc. În ramura de emisie, soluția a fost simplă, deoarece nivelul semnalului telegrafic la intrare în modulatorul căii telefonice era suficient de mare.

S-a conectat calea telegrafică prin intermediul unei rezistențe mari (30 k Ω) care asigură o izolare suficientă.

În ramura de recepție a fost necesar ca filtrul telegrafic de bandă să aibă o impedanță mare la frecvențe mai mici de 3,4 kHz (impedanță de tip *T*), iar pentru filtrul trece jos 3,4 kHz, a fost necesar ca din motive impuse de asigurarea unei variații

mici a atenuării în zona de trecere, aceasta să necesite o impedanţă de clasă 2.

Alegîndu-se impedanţa caracteristică din partea *T*, astfel încît să prezinte un pol în banda frecvenţelor telegrafice, s-a asigurat protecţia reciprocă necesară.

Pentru o viteză telegrafică de 50 Baud la sisteme telegrafice care lucrează în banda de frecvenţă pînă la 3180 Hz se alege o deviaţie de frecvenţă de ± 30 Hz sau ± 35 Hz. Din considerente de stabilitate a circuitelor selective şi dată fiind frecvenţa mai mare la echipamentul ce se descrie s-a mărit deviaţia de frecvenţă la ± 40 Hz. Cele două frecvenţe care au rezultat sînt :

pentru Start $f_1$ — 3 600 Hz ;
pentru Stop $f_2$ — 3 680 Hz.

Semnalul $f_2$ (3680 Hz) demodulat dă naştere în calea vecină unei frecvenţe perturbatoare de 320 Hz. Din figura 3 *a* care arată caracteristica atenuare a filtrului de cale telefonică rezultă că există o protecţie suficientă (trebuie ţinut seama şi în acest caz de ponderea psofometrică şi de diferenţa de nivel dintre semnalul telefonic şi cel telegrafic).

Toate aceste protecţii arătate mai sus au fost relativ simplu de asigurat. Constructiv mai dificilă s-a dovedit asigurarea protecţiei semnalului telegrafic faţă de semnalul de apel de 17 Hz sau 50 Hz care se aplică la intrare în transformatorul diferenţial al căii telefonice cu o tensiune de 70 V. În regimul tranzitoriu la conectarea tensiunii de apel iau naştere tensiuni de cca. 150 V din cauza inductanţei releelor.

Pentru evitarea acestei influenţe la sistemul diferenţial sînt conectate 2 limitatoare cu diode Zener, unul la bornele de linie şi altul în ramura de transmisie (fig. 2 *b*). Cablajul circuitelor de apel este ecranat.

## 3. Caracteristicile căii telegrafice

La stabilirea performanţelor căii telegrafice s-au luat în consideraţie recomandările C.C.I.T.T., particularităţile sistemului ST-3 şi performanţele sistemelor telegrafice tranzistorizate străine.

*Performanţele globale :*

| | |
|---|---|
| 3.1 Viteza nominală de modulaţie : (max. 75 Baud) | 50 Baud |
| 3.2 Distorsiuni la 50 Baud : | < 5% |
| la 75 Baud | < 10% |
| 3.3 Creşterea distorsiunilor pînă la max. : | |
| — la variaţii de nivel | |
| + 1 N | < 5% |
| — 1 N | < 5% |
| — 2 N | < 10% |
| la variaţia frecvenţei purtătoare cu | |
| 3 Hz | < 10% |
| 5 Hz | < 15% |
| 3.4 Transmiterea semnalului Stop în lipsa curentului la modulator sau în cazul căderii semnalului telegrafic în linia de c.p. | + 10% |
| 3.5 Admite variaţii ale tensiunii de alimentare de | — 20% |

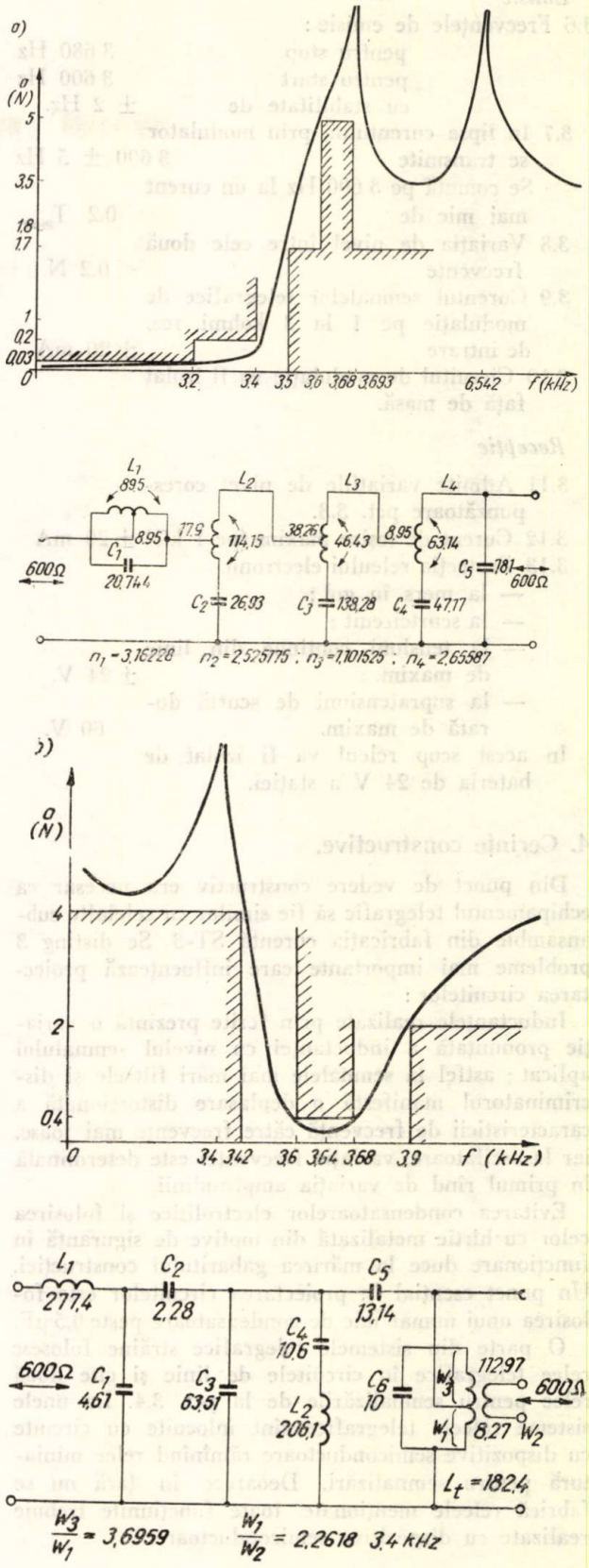



Fig. 4. *Filtrele necesare introducerii căilor telegrafice şi caracteristicile lor de atenuare :*

a — filtrul TJ-3,4 kHz şi caracteristica lui de atenuare ;
b — filtrul telegrafic recepţie şi caracteristica lui de atenuare.

*Emisie*

3.6 Frecvenţele de emisie :

| | |
|---|---|
| pentru stop | 3 680 Hz |
| pentru start | 3 600 Hz |
| cu stabilitate de | ± 2 Hz. |

3.7 În lipsa curentului, prin modulator se transmite 3 600 ± 5 Hz

Se comută pe 3 600 Hz la un curent mai mic de 0,2 $I_{max}$

3.8 Variaţia de nivel între cele două frecvenţe < 0,2 N

3.9 Curentul semnalelor telegrafice de modulaţie pe 1 la 3 kohmi rez. de intrare ± 20 mA

3.10 Circuitul de modulaţie va fi izolat faţă de masă.

*Recepţie*

3.11 Admite variaţiile de nivel corespunzătoare pct. 3.3.

3.12 Curent de ieşire maxim (pe 1 kΩ) ± 20 mA

3.13 Protecţia releului electronic

— la mers în gol ;

— la scurtcircuit ;

— la tensiuni continue din linie de maxim. ; ± 24 V.

— la supratensiuni de scurtă durată de maxim. 60 V.

În acest scop releul va fi izolat de bateria de 24 V a staţiei.

## 4. Cerinţe constructive.

Din punct de vedere constructiv era necesar ca echipamentul telegrafic să fie similar cu celelalte subansamble din fabricaţia curentă ST-3. Se disting 3 probleme mai importante care influenţează proiectarea circuitelor :

Inductanţele realizate prin ferite prezintă o variaţie pronunţată a inductanţei cu nivelul semnalului aplicat ; astfel la semnalele mai mari filtrele şi discriminatorul manifestă o deplasare distorsionată a caracteristicii de frecvenţă către frecvenţe mai joase, iar la oscilatoare, variaţia frecvenţei este determinată în primul rînd de variaţia amplitudinii.

Evitarea condensatoarelor electrolitice şi folosirea celor cu hîrtie metalizată din motive de siguranţă în funcţionare duce la mărirea gabaritului construcţiei. Un punct esenţial în proiectarea circuitelor este folosirea unui număr mic de condensatoare peste 0,5 μF.

O parte din sistemele telegrafice străine folosesc relee telegrafice în circuitele de linie şi cîte două relee pentru semnalizările de la pct. 3.4. La unele sisteme releele telegrafice sînt înlocuite cu circuite cu dispozitive semiconductoare rămînînd relee miniatură pentru semnalizări. Deoarece în ţară nu se fabrică releele menţionate, toate funcţiunile trebuie realizate cu dispozitive semiconductoare.

## 5. Descrierea căii telegrafice

Partea de recepţie şi emisie din fig. 2 *a* au fost realizate pentru satisfacerea tuturor condiţiilor enumerate în poziţiile 3 şi 4. S-au realizat toate funcţiunile fără relee, folosindu-se pentru o cale 13 tranzistoare, dintre care 4 de 48 V—*Ucb max.*, celelalte fiind tranzistoare uzuale de JF de fabricaţie I.P.R.S.

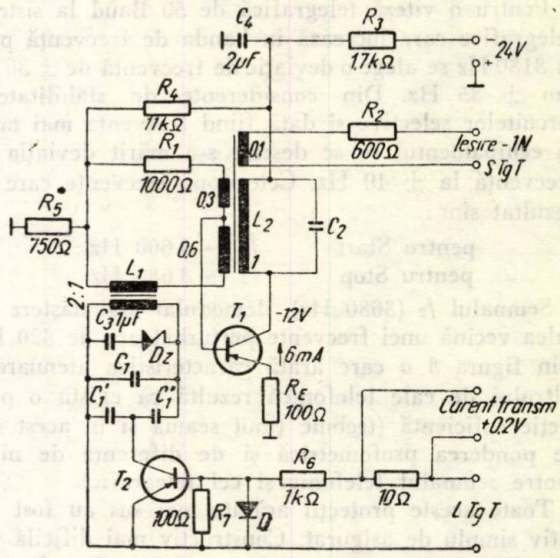



Fig. 5. *Schema oscilatorului cu deviaţie de frecvenţă.*

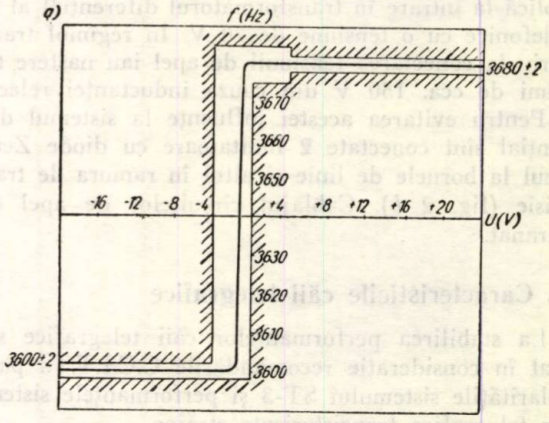



Fig. 6 *a. Caracteristica de modulaţie a oscilatorului cu deviaţie de frecvenţă.*

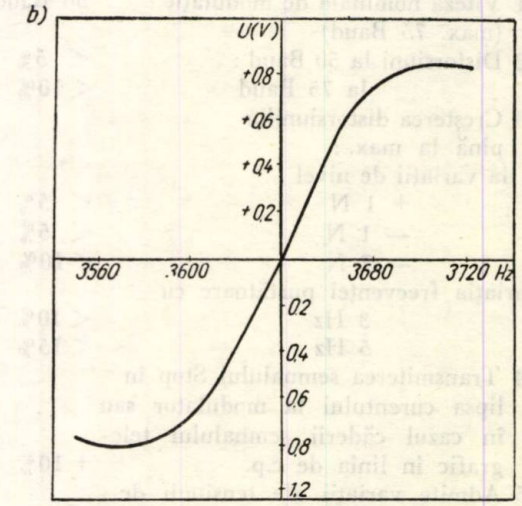



Fig. 6 *b. Caracteristica discriminatorului.*

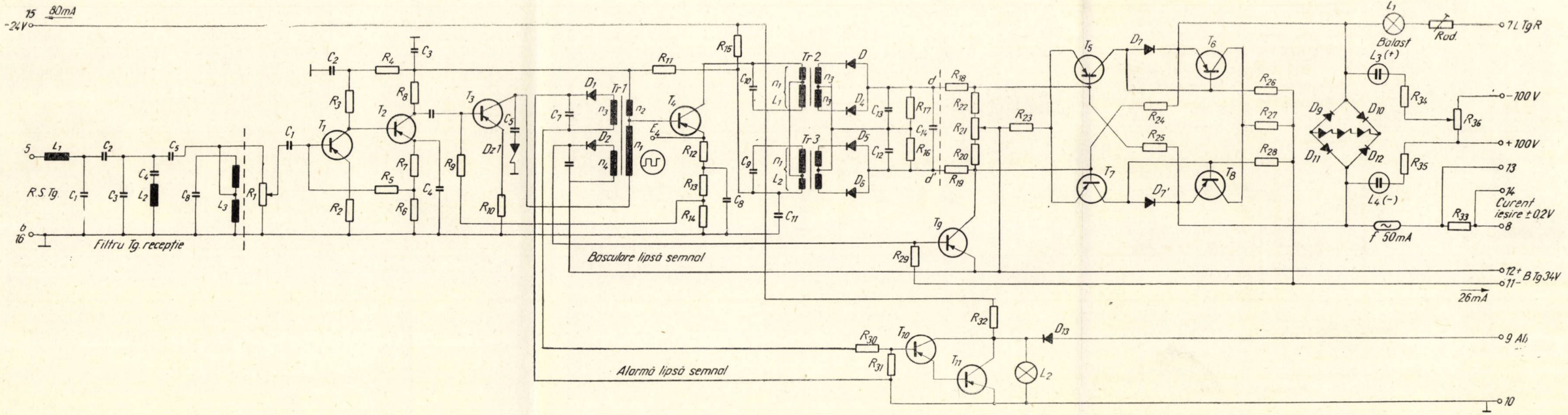
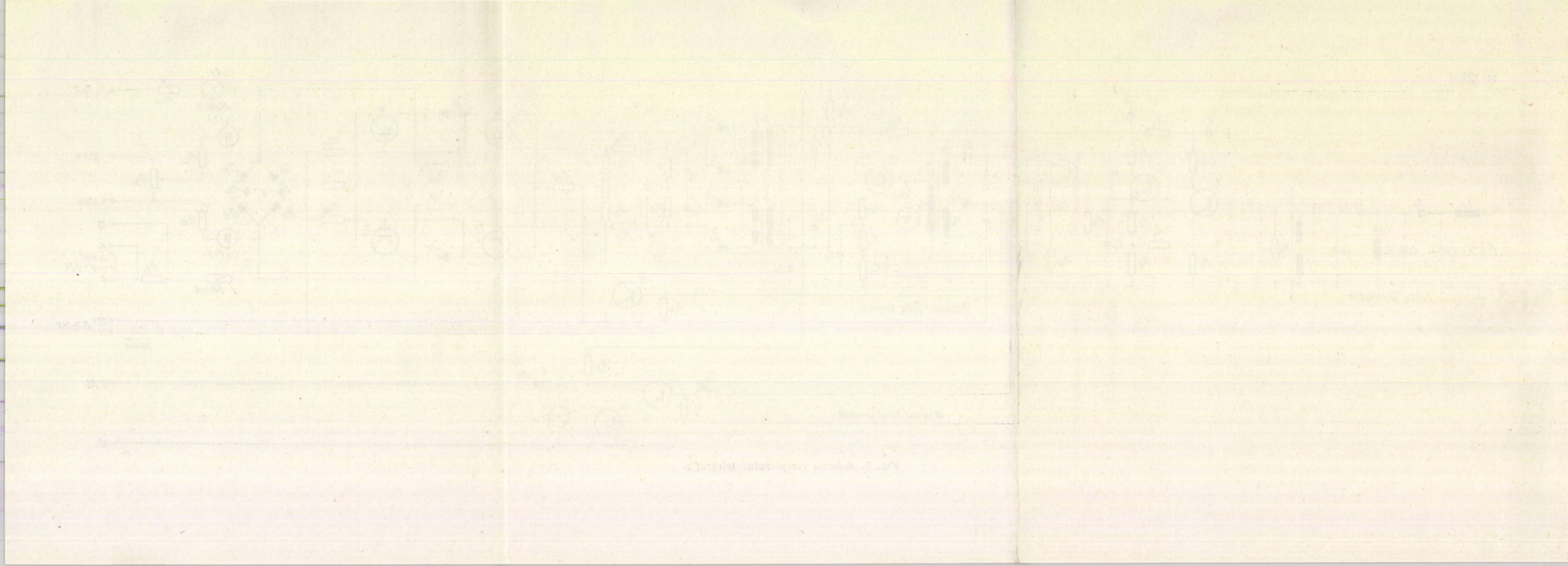



Fig. 7. *Schema receptorului telegrafic.*



*Emisie*

Partea de emisie este compusă dintr-un oscilator de înaltă stabilitate şi un circuit de deviere a frecvenţei izolat galvanic de masă conform cerinţei 3.10.

Pentru asigurarea stabilităţii oscilatorului telegrafic trebuia elaborată o schemă care să aibă abatere de frecvenţă mică faţă de frecvenţa circuitului oscilant şi să asigure o stabilizare riguroasă a amplitudinii pentru bobina de ferită din acest circuit, cunoscîndu-se dependenţa inductanţei feritelor de amplitudinea semnalului. Aceste cerinţe sînt cel mai bine realizate de un oscilator în punte cu stabilizarea amplitudinii prin diodă Zener (fig. 5).

Puntea este formată din braţele transformatorului $L_2$, din colectorul tranzistorului $T_1$ şi rezistenţa $R_1$ (reacţia pozitivă) echilibrată de impedanţa la rezonanţă a circuitului acordat $L_1$, $C_1$ (reacţia negativă). Amorsarea oscilaţiilor este sigură, deoarece la semnale mici impedanţa circuitului acordat este de circa 5 ori mai mare decît valoarea de echilibru ce se stabileşte atunci cînd începe să limiteze dioda Zener. Aceasta cu ajutorul condensatorului $C_3$ realizează o limitare simetrică.

Instabilitatea frecvenţei oscilatorului pe termen scurt (1 oră) cu variaţia tensiunii de alimentare cu ± 20% sau datorită schimbării tranzistorului $T_1$ cu unul de acelaşi tip este de circa $10^{-4}$, amplitudinea fiind stabilizată în limite de 0,02 Np.

Devierea frecvenţei se face prin scurtcircuitarea condensatorului $C_1$ de către tranzistorul $T_2$ care primeşte curentul de modulaţie prin bornele *L Tg T*.

În lipsa curentului de modulaţie, $T_2$ este blocat, transmiţîndu-se frecvenţa superioară conform cerinţei 3.7. Caracteristica de modulaţie este indicată în figura 6 *a*.

*Recepţia*

Semnalul telegrafic extras după demodulator de filtrul telegrafic recepţie *(F Tg R)* este amplificat în etajele $T_1$—$T_2$ şi limitat parţial în etajele $T_2$ şi $T_3$. Limitarea definitivă se face cu dioda Zener $Dz_1$ conectată în circuitul colectorului $T_3$ într-un mod similar ca la oscilator, cu deosebirea că aici apare o undă dreptunghiulară. Pentru buna funcţionare a recepţiei este esenţial ca prin circuitele discriminatorului să circule un curent independent de nivelul de intrare şi tensiunea de alimentare (fig. 7).

Limitatorul astfel realizat şi reacţia negativă serie-serie ($R_{12}$) în etajul $T_4$ asigură aceste condiţiuni. Polarizarea şi constantele de timp în etajele $T_2$ şi $T_3$ determină simetria undei dreptunghiulare în plaja de niveluri de intrare de lucru. Simetria undei se poate verifica cu un osciloscop conectat în punctul $E_4$.

Discriminatorul este realizat cu două circuite decalat acordate, conectate în colectorul $T_4$ avînd în secundar redresoarele cu filtrajul corespunzător. Caracteristica discriminatorului este dată în figura 6 *b*.

Pentru evitarea distorsiunilor telegrafice este esenţială stabilitatea punctului de tensiune zero a acestei caracteristici faţă de variaţiile de semnal, alimentare etc. (se admit deplasări de maximum ± 0,5 Hz).

La aceasta contribuie şi funcţionarea corectă în cl. A a etajului $T_4$ în jurul frecvenţei centrale de 3 640 Hz. Limitatorul şi descriminatorul determină performanţele căii indicate în figura 9.

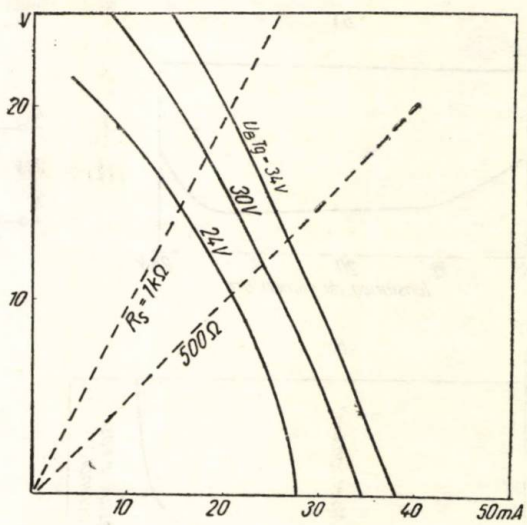



Fig. 8. *Caracteristicile de ieşire ale receptorului telegrafic (Tensiunea BTg parametru)*

Etajul de ieşire este format din 4 tranzistoare $T_5$—$T_8$ montate în punte, la care pe o diagonală este conectată bateria telegrafică *BTg*, iar pe cealaltă rezistenţa de sarcină prin bornele *L Tg R*. Schema în punte a fost aleasă, fiindcă necesită tranzistoare de tensiune mai mică. Circuitul este bistabil existînd următoarele conexiuni de reacţie pozitivă :

— De la $T_5$ la $T_6$ şi de la $T_7$ la $T_8$ prin intermediul diodelor $D_7$,$D'_7$. Astfel dacă $T_5$ conduce, cădere de tensiune pe $D_7$ blochează tranzistorul $T_6$.

— Între emitorii $T_6$—$T_8$ şi bazele $T_5$—$T_7$ prin rezistenţele de cuplaj $R_{24}$, $R_{25}$ şi rezistenţa $R_{23}$. Astfel dacă $T_5$ conduce, $T_7$ se blochează de asemenea.

Neexistînd cădere de tensiune pe $D_7$, tranzistorul $T_8$ conduce, deoarece primeşte polarizare în sens de conducere prin $R_{28}$.

Rezistenţele de polarizare sînt astfel diminsionate, încît tranzistoarele să fie blocate sau saturate cu o margine de siguranţă pentru a nu disipa putere.

Protecţia etajului de ieşire este esenţială pentru funcţionarea normală în exploatare.

Protecţia de scurtcircuit la ieşire este asigurată de lampa de balast $L_1$ care limitează curentul de ieşire la maximum 40 mA (v. fig. 8) şi asigură funcţionarea în regim de comutaţie a etajului şi în acest caz.

La aplicarea unei tensiuni externe din linie mai mică decît 24 V se disting două cazuri :

— Tensiunea externă este în acelaşi sens cu tensiunea *BTg*. Curentul creşte şi dacă nu este limitat de rezistenţa liniei se arde fuzibilul *F* de 50 mA. Acesta este însă un caz foarte rar.

— Tensiunea externă este în sens contrar cu tensiunea *BTg*. În acest caz curentul de ieşire scade.

La aplicarea unei supratensiuni de scurtă durată mai mare decît 24 V, diodele Zener *Dz* 2—4 conduc şi împreună cu $L_1$ limitează tensiunea pe tranzistoare.

În sfîrşit, faptul că etajul de ieşire este complet izolat de masă asigură protecţia lui faţă de tensiuni periculoase existente între linie şi pămînt. În alte aplicaţii (cum ar fi cazul la telecomenzi) se pot

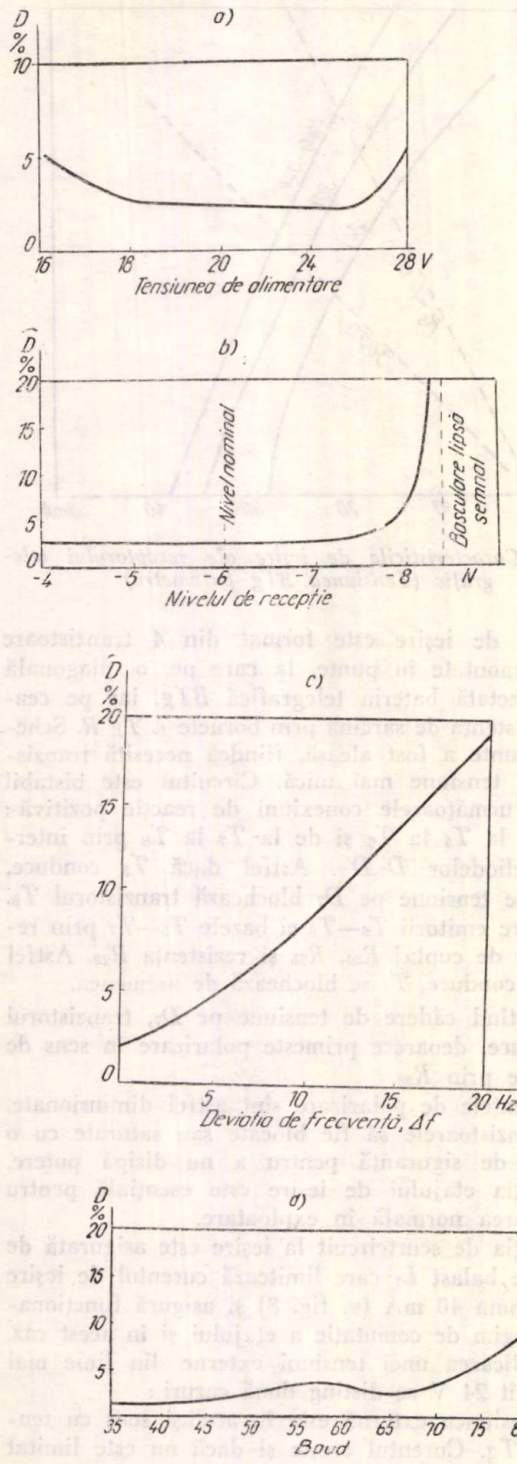



Fig. 9. *Variaţia distorsiunilor căii telegrafice funcţie de următorii parametri ai regimului de lucru:*
*a* — tensiune de alimentare ; *b* — nivel recepţie ; *c* deviaţia de frecvenţă a purtătorului căii telefonice ; *d* — viteza de modulaţie.

folosi tensiuni de alimentare de 30 V sau 24 V la curenţi de ieşire mai mici (fig. 8).

*Semnalizări*

Din semnalul existent pe transformatorul $Tr_1$ se obţin două tensiuni continue care comandă circui-

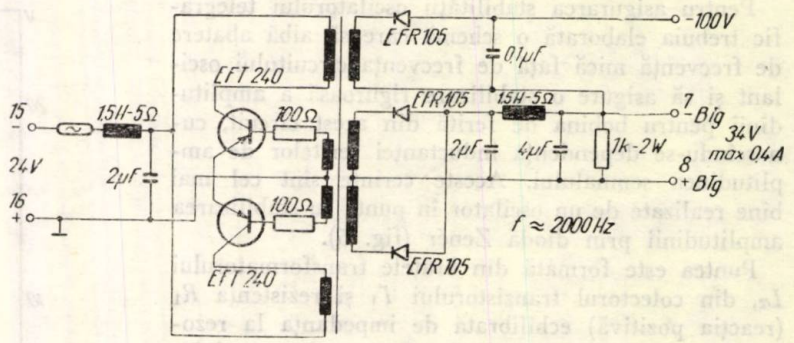



Fig. 10. *Convertorul BTg—34U.*

tele de semnalizare. În lipsa semnalului acestea acţionează în felul următor :

— Tranzistorul $T_9$ nu mai este blocat, deoarece primeşte negativare pe bază prin $R_{29}$. Intrînd în saturaţie determină bascularea circuitului de ieşire pe polaritatea *stop*.

— Tranzistorul $T_{11}$, care în prezenţa semnalului scurtcircuitează becul $L_2$, se blochează în lipsa semnalului. Curentul prin $R_{32}$ trece prin becul $L_2$ aprinzîndu-l şi provocînd o cădere de tensiune de 6 V care acţionează releul comun de alarmă conectat la bornele *Al* (9—10).

Dioda $D_{13}$ separă circuitele de alarmă ale căilor individuale, evitînd trecerea curentului prin becurile de alarmă ale celorlalte căi.

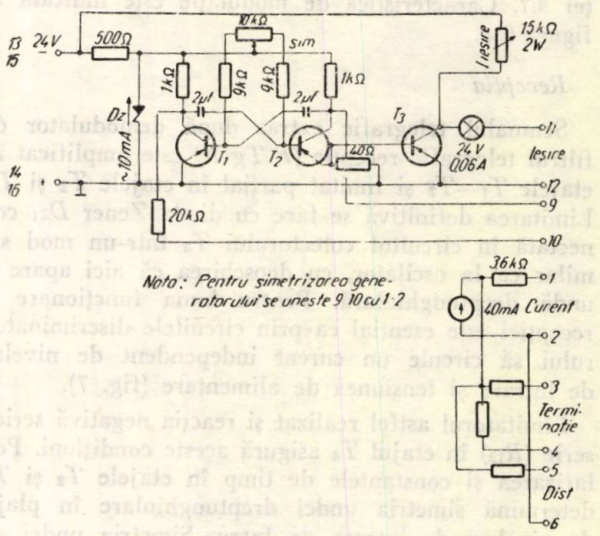



Fig. 11. *Generatorul şi miliampermetrul de test.*

Pentru supravegherea căii în funcţionare servesc lămpile cu neon $L_3$ şi $L_4$ care indică polaritatea la recepţie (poziţia releului). Tensiunea pe cursorul potenţiometrului $R_{36}$ este inferioară tensiunii de aprindere cu jumătatea tensiunii de ieşire a releului (26V), astfel încît releul determină aprinderea becului respectiv.

*(Continuare în pag. 496)*

Dr. ing. DAN RAICU

# Un nou element hibrid pentru unde centimetrice

Unele aplicaţii însemnate din tehnica microundelor necesită prezenţa simultană pe o aceeaşi linie a unor unde electromagnetice de frecvenţe diferite a căror interacţiune se urmăreşte. Un exemplu în acest sens este amplificatorul parametric cu diode cu undă progresivă şi anume, mai exact, varianta acestuia în care unda de semnal şi cea de pompare se propagă de-a lungul unei structuri comune. Este cunoscut faptul că frecvenţele semnalului şi pompei se află, în genere, în game diferite, cea de a doua reprezentînd de obicei cel puţin dublul celei dintîi. Injectarea puterilor la cele două frecvenţe la intrarea structurii amplificatorului şi separarea lor pe canale diferite la ieşirea acesteia, reprezintă sarcina pe care trebuie să o îndeplinească un diplexer de construcţie adecvată, căruia în plus i se impun şi o serie de alte cerinţe de directivitate şi de eficienţă a filtrării, aşa cum se va arăta în cele ce urmează.

Vom expune în cele ce urmează principiul şi construcţia unui asemenea diplexer de concepţie originală, ale cărui performanţe satisfac condiţiile dificile şi adesea contradictorii care i se impun.

Diplexerul este conceput aşa încît să realizeze un transfer complet de putere din circuitul pompei în circuitul de semnal, în asemenea condiţiuni încît acesta din urmă să fie cît mai puţin afectat. Cele două cerinţe, la prima vedere incompatibile, devin realizabile datorită însemnatei diferenţe de frecvenţă între pompă şi semnal. Ideea care stă la baza construcţiei este aceea a utilizării proprietăţilor de filtru trecesus ale ghidului de unde.

Sistemul reprezentat în figura 1 *a* constă din două ghiduri de unde suprapuse între care se realizează un cuplaj distribuit pe o distanţă comparabilă cu lungimea de undă şi ales în aşa fel încît să asigure la frecvenţa pompei trecerea integrală a puterii dintr-un ghid în celălalt. Întrucît cuplajul pentru putere totală este posibil doar la egalitatea vitezelor de fază în cele două ghiduri, pe porţiunea în care are loc cuplajul, dimensiunea peretelui lat se alege aceeaşi pentru ambele. În continuare însă, în ambele direcţii ghidul pentru frecvenţa pompei se îngustează pînă la dimensiunile sale standard, pentru care frecvenţa semnalului este mai mică decît cea critică, iar unda respectivă nu se propagă (fig. 1).

Din punctul de vedere al semnalului deci, ghidul cuplat se prezintă ca o cavitate rezonantă formată din porţiunea de cuplaj, terminată la ambele capete pe reactanţele constituite de impedanţa prezentată de ghidul sub frecvenţa critică.

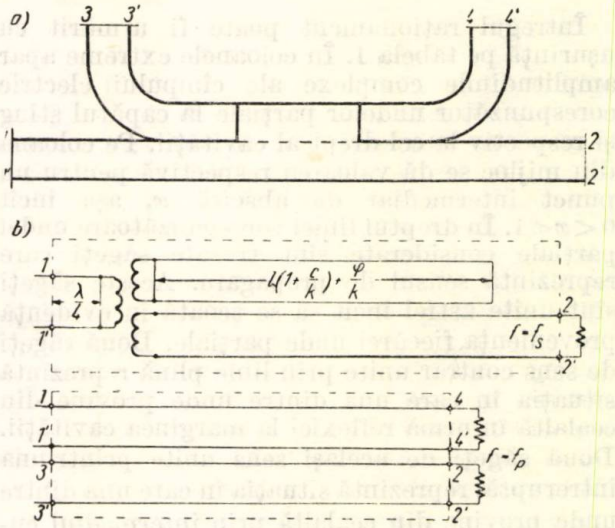



Fig. 1. *Schema constructivă a elementului hibrid (a) şi schemele echivalente la frecvenţa semnalului (b) şi la frecvenţa pompei (c)*

Ecuaţiile care descriu distribuţia cîmpului electric pe porţiunea de cuplaj dintre două ghiduri de unde, sînt:

$$E_1 = \cos cx \exp [-j(c+k)x]$$
$$E_2 = j \sin cx \exp [-j(c+k)x] \quad (1)$$

unde $E_1$ reprezintă amplitudinea complexă a cîmpului electric al undei principale (normată aşa încît să fie unitară la intrarea în porţiunea de cuplaj) iar $E_2$ — amplitudinea complexă a cîmpului electric al undei induse. Prin $c$ s-a notat coeficientul care caracterizează cuplajul iar prin $k$ — constanta de fază în absenţa cuplajului. Ghidurile sînt considerate ca fiind fără pierderi.

La frecvenţa semnalului, diplexerul se prezintă ca un ghid terminat pe impedanţa sa caracteristică şi cuplat cu o porţiune de ghid avînd aceeaşi constantă de fază şi încheiată reactiv la ambele capete. Distanţa electrică dintre reactanţele terminale diferă de cea geometrică prin corecţia care rezultă din ecuaţiile (1) şi ia în consideraţie întîrzierea de fază datorită cuplajului.

Vom obţine cîmpul electromagnetic în diplexer ca suprapunerea unor unde care se propagă în cele două sensuri. Coeficientul de reflexie la locul reactanţelor care limitează cavitatea rezonantă are modulul unitar şi o anumită

fază $\Phi$ legată de valoarea reactanţelor prin relaţiile :

$$\Phi = 2 \operatorname{arctg} \frac{Z_0}{X} \text{ pentru cîmpul electric} \quad (2a)$$

$$\Phi = 2 \operatorname{arctg} \frac{X}{Z_0} \text{ pentru cîmpul magnetic} \quad (2b)$$

Întregul raţionament poate fi urmărit cu uşurinţă pe tabela 1. În coloanele extreme apar amplitudinile complexe ale cîmpului electric corespunzător undelor parţiale la capătul stîng şi respectiv la cel drept al cavităţii. Pe coloana din mijloc se dă valoarea respectivă pentru un punct intermediar de abscisă $x$, aşa încît $0<x<1$. În dreptul liniei corespunzătoare undei parţiale considerate sînt trasate săgeţi care reprezintă sensul de propagare. Aceste săgeţi sînt unite astfel încît să se scoată în evidenţă provenienţa fiecărei unde parţiale. Două săgeţi de sens contrar unite prin linie plină reprezintă situaţia în care una dintre unde provine din cealaltă în urma reflexiei la marginea cavităţii. Două săgeţi de acelaşi sens unite printr-una întreruptă, reprezintă situaţia în care una dintre unde provine din cealaltă prin intermediul cuplajului. Vîrful săgeţii întrerupte este îndreptat către unda generală prin cuplaj.

Pe prima linie, la capătul stîng (considerat ca intrare a reţelei) există o undă incidentă în sens direct — de valoarea normată 1 — şi o serie de unde în sens invers care se compun pentru a da naştere undei reflectate totale. În afara undei incidente, celelalte unde parţiale în sens direct au în acest punct valoarea 0. La capătul drept (de ieşire) toate undele în sens invers se anulează, iar cele în sens direct se compun şi dau naştere undei emergente din diplexer.

Pentru a obţine distribuţia cîmpului electric în funcţie de distanţa $x$ de la intrare, se însumează termenii de pe coloana medie, corespunzători liniei 1 şi respectiv 2.

Urmărind tabela, se observă că în afară de undele parţiale, reprezentate în primele două dintre liniile sale, toate celelalte unde directe şi respectiv inverse de pe ambele ghiduri de unde dau în punctul de abscisă $x$ amplitudini complexe ale cîmpului electric care se află în progresie geometrică cu aceeaşi rată.

$$r = \cos^2 cl \exp -j\,[(c+k)\,2l - 2\,\Phi] \quad (3)$$

Ţinînd seama de faptul că

$$[r] = \cos^2 cl < 1$$

| | | |
|---|---|---|
| $1$ | $\cos cx\, e^{-j(c+k)x}$ | $\cos cl\, e^{-j(c+k)l}$ |
| $\circ$ | $j \sin cx\, e^{-j(c+k)x}$ | $j \sin cl\, e^{-j(c+k)l}$ |
| $-\sin^2 cl\, e^{-j[(c+k)2l-\Phi]}$ | $-\sin cl \sin c(l-x)\, e^{-j[(c+k)(2l-x)-\Phi]}$ | $\circ$ |
| $j \sin cl \cos cl\, e^{-j[(c+k)2l-\Phi]}$ | $j \sin cl \cos c(l-x)\, e^{-j[(c+k)(2l-x)-\Phi]}$ | $j \sin cl\, e^{-j[(c+k)l-\Phi]}$ |
| $\circ$ | $-\sin cl \cos cl \sin cx\, e^{-j[(c+k)(2l+x)-2\Phi]}$ | $-\sin^2 cl \cos cl\, e^{-j[(c+k)3l-2\Phi]}$ |
| $j \sin cl \cos cl\, e^{-j[(c+k)2l-2\Phi]}$ | $j \sin cl \cos cl \cos cx\, e^{-j[(c+k)(2l+x)-2\Phi]}$ | $j \sin cl \cos^2 cl\, e^{-j[(c+k)3l-2\Phi]}$ |
| $-\sin^2 cl \cos^2 cl\, e^{-j[(c+k)4l-3\Phi]}$ | $-\sin cl \cos^2 cl \sin c(l-x)\, e^{-j[(c+k)(4l-x)-3\Phi]}$ | $\circ$ |
| $j \sin cl \cos^3 cl\, e^{-j[(c+k)4l-3\Phi]}$ | $j \sin cl \cos^2 cl \cos c(l-x)\, e^{-j[(c+k)(4l-x)-3\Phi]}$ | $j \sin cl \cos^2 cl\, e^{-j[(c+k)3l-3\Phi]}$ |
| $\circ$ | $-\sin cl \cos^3 cl \sin cx\, e^{-j[(c+k)(4l+x)-4\Phi]}$ | $-\sin^2 cl \cos^3 cl\, e^{-j[(c+k)5l-4\Phi]}$ |
| $j \sin cl \cos^3 cl\, e^{-j[(c+k)4l-4\Phi]}$ | $j \sin cl \cos^3 cl \cos cx\, e^{-j[(c+k)(4l+x)-4\Phi]}$ | $j \sin cl \cos^4 cl\, e^{-j[(c+k)5l-4\Phi]}$ |
| $-\sin^2 cl \cos^4 cl\, e^{-j[(c+k)6l-5\Phi]}$ | $-\sin cl \cos^4 cl \sin c(l-x)\, e^{-j[(c+k)(6l-x)-5\Phi]}$ | $\circ$ |
| $j \sin cl \cos^5 cl\, e^{-j[(c+k)6l-5\Phi]}$ | $j \sin cl \cos^4 cl \cos c(l-x)\, e^{-j[(c+k)(6l-x)-5\Phi]}$ | $j \sin cl \cos^4 cl\, e^{-j[(c+k)5l-5\Phi]}$ |
| $\cdots\cdots$ | $\cdots\cdots\cdots$ | $\cdots\cdots$ |

Pentru a se putea urmări mai uşor modul în care undele parţiale se generează una de către alta, tabela 1 le cuprinde atît pe cele care se propagă pe linia de semnal (notate lîngă vîrful săgeţilor corespunzătoare cu indicele 1) cît şi pe cele care se propagă în cavitate (notate cu indicele 2). Cele două tipuri de unde alternează pe liniile tabelei.

expresiile pot fi concentrate.

Pentru prima linie, cîmpul electric în punctul de abscisă $x$ are amplitudinea complexă totală

$$E_{x1} = \cos cx\, e^{-j(c+k)x} - \frac{\sin cl\; e^{-j[2(c+k)l-\Phi]}}{1-\cos^2 cl\, e^{-j[2(c+k)l-2\Phi]}} \cdot$$

$$\cdot \{\sin c(l-x)\, e^{j(c+k)x} + \sin cx \cos cl\, e^{-j[(c+k)x-\Phi]}\} \quad (4)$$

$$E_{x2}=\mathrm{j}\sin cx\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(c+k)x}+\mathrm{j}\frac{\sin cl\;\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[2(c+k)l-\Phi]}}{1-\cos^2 cl\;\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[2(c+k)l-2\Phi]}}\cdot$$

$$\cdot\{\cos c(l-x)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(c+k)x}+\cos cl\cos cx\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[(c+k)x-\Phi]}\} \tag{5}$$

Distribuţia cîmpului magnetic se obţine dacă se înlocuieşte unghiul $\Phi$ prin $\psi=\Phi+\pi$. Făcînd înlocuirile se obţine :

$$H_{x_1}=\cos cx\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(c+k)x}+\frac{\sin cl\;\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[(c+k)2l-\Phi]}}{1-\cos^2 cl\;\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[(c+k)2l-2\Phi]}}\cdot$$

$$\cdot\{\sin c(l-x)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(c+k)x}-\sin cx\cos cl\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[(c+k)x-\Phi]}\} \tag{6}$$

$$H_{x_2}=\mathrm{j}\sin cx\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(c+k)x}-\mathrm{j}\frac{\sin cl\;\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[(c+k)2l+\Phi]}}{1-\cos^2 cl\;\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[(c+k)2l-2\Phi]}}\cdot$$

$$\{\cos c(l-x)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(c+k)x}-\cos cx\cos cl\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[(c+k)x+\Phi]}\} \tag{7}$$

Dacă se consideră cavitatea cuplată cu ghidul de unde ca fiind terminată la ambele capete în scurtcircuit, observăm că atunci cînd frecvenţa de excitaţie corespunde unei frecvenţe proprii de rezonanţă a acesteia, distribuţiile de cîmp devin :

$$E_{x_1}=2\frac{\sin[c(l-x)]}{\sin cl}\sin(c+k)x \tag{8}$$

Factorii $\left.\begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix}\right\}(c+k)\,x$ reprezintă o variaţie mult mai rapidă decît ceilalţi factori din expresii. Prin urmare amplitudinile cîmpului vor varia între 0 şi o anvelopă a maximelor care pentru prima linie are expresia

$$f'(x)=2\frac{\sin c(l-x)}{\sin cl} \tag{12}$$

iar pentru a doua

$$g'(x)=2\frac{\cos c(l-x)}{\sin cl} \tag{13}$$

Avem de-a face pe ambele linii cu un fenomen de undă staţionară. Pe porţiunea anterioară cuplajului din ghidul de undă cîmpul are distribuţia corespunzătoare unei impedanţe infinite. Pe porţiunea care continuă după cuplaj cîmpul electromagnetic lipseşte cu desăvîrşire.

Un exemplu de distribuţie de cîmp în sistem este prezentat în figura 2 pentru un cuplaj corespunzător valorii $c\,l=\frac{\pi}{6}$ şi pentru o lungime electrică a cavităţii (cu corecţia corespunzătoare cuplajului) de $4\,\pi$.

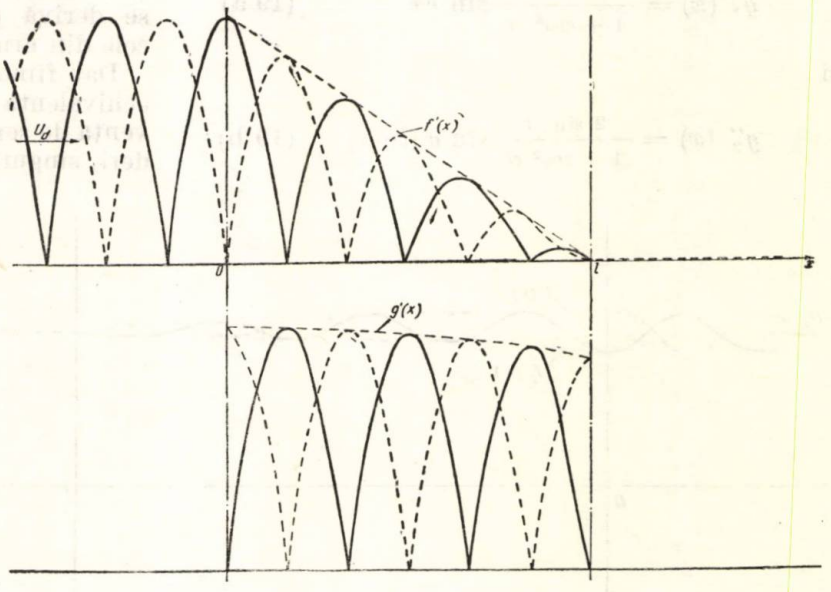



Fig. 2. *Distribuţia de cîmp electric şi magnetic în cele două ghiduri pentru o lungime electrică de cuplaj* $4\pi$

——— cîmpul electric

– – – – – – cîmpul magnetic

$$E_{x_2}=2\mathrm{j}\frac{\cos[c(l-x)]}{\sin cl}\sin(c+k)x \tag{9}$$

$$H_{x_1}=2\frac{\sin c(l-x)}{\sin cl}\cos(c+k)x \tag{10}$$

$$H_{x_2}=2\mathrm{j}\frac{\cos c(l-x)}{\sin cl}\cos(c+k)x \tag{11}$$

Un alt caz particular important este cel în care frecvenţa semnalului corespunde centrului benzii dintre două rezonanţe succesive ale cavităţii. Ecuaţiile care dau cîmpul electromagnetic devin

$$E_{x_1}=$$

$$=\frac{[\cos cx+\cos cl\cos c(l-x)]\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(c+k)x}-\sin cl\sin c(l-x)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(c+k)x}}{1+\cos^2 cl} \tag{14}$$

$$E_{x_2} =$$

$$= j\frac{[\sin cx - \sin cl \sin c(l-x)]\, e^{-j(c+k)x} + \sin cl \cos c(l-x)\, e^{j(c+k)x}}{1 + \cos^2 cl} \quad (15)$$

$$H_{x_1} =$$

$$= \frac{[\cos cx + \cos cl \cos c(1-x)]\, e^{-j(c+k)x} + \sin cl \sin c(l-x) e^{j(c+k)x}}{1 + \cos^2 cl} \quad (16)$$

$$H_{x_2} =$$

$$= j\frac{[\sin cx - \cos cl \sin c(l-x)]\, e^{-j(c+k)x} - \sin cl \cos c(l-x)\, e^{j(c+k)x}}{1 + \cos^2 cl} \quad (17)$$

Examinarea ecuațiilor pune în evidență și aici o variație rapidă (dată de termenii $e \pm j(c+k)x$) suprapusă peste una lentă. Anvelopele curbei de variație a cîmpului sînt pentru ghidul de unde

$$f_1''(x) = \frac{2}{1 + \cos^2 cl} \cos cx \quad (18\ a)$$

și

$$f_2''(x) = \frac{2 \cos cl}{1 + \cos^2 cl} \cos c(l-x) \quad (18\ b)$$

iar pentru cavitatea rezonantă

$$g_1''(x) = \frac{2}{1 + \cos^2 cl} \sin cx \quad (19\ a)$$

și

$$g_2''(x) = \frac{2 \sin cl}{1 + \cos^2 cl} \sin c(l-x) \quad (19\ b)$$

foarte apropiate ca mărime de unda directă incidentă.

La aceeași scară ca în figura 2 se dă în figura 3 distribuția cîmpului, pentru același cuplaj — — însă o lungime electrică a cavității de $\frac{7\pi}{2}$.

Urmărind distribuția cîmpului electric și a celui magnetic în cavitate în afara frecvenței de rezonanță, se observă că deși aceasta este mărginită la ambele capete de scurtcircuite, în interiorul ei nu are loc un fenomen de unde staționare, ci dimpotrivă, cu excepția celor două capete există în fiecare punct o componentă și în direcția $x$ pozitiv a vectorului Poynting. Este un fenomen caracteristic acestui tip de excitare a cavității rezonatoare, care nu are loc la excitarea obișnuită a cavităților cu o singură terminație care se face fie concentrat (de pildă prin sondă), fie prin undă staționară (ghid de undă terminat pe cavitate). Explicația constă în faptul că situația analizată este, de fapt, asemănătoare cu aceea a cavităților cu două terminații (intrare și ieșire) — cu toate că ambele funcțiuni sînt îndeplinite de o aceeași terminație — și anume regiunea cuplajului distribuit. Fluxul de putere apare prin interacțiunea dintre cîmpul din cavitate și unda progresivă care excită. În mod fizic, unda incidentă se separă la intrarea în diplexer în trei părți: una care se reflectă, o alta care se propagă în continuare de-a lungul ghidului și o a treia care se derivă prin cavitate, recompunîndu-se în cele din urmă la ieșire cu cea propagată direct.

Dat fiind că la diplexerul analizat schema echivalentă a liniei pompei este pentru frecvența de semnal o cavitate rezonantă fără pierderi, singurul mod în care aceasta poate influ-

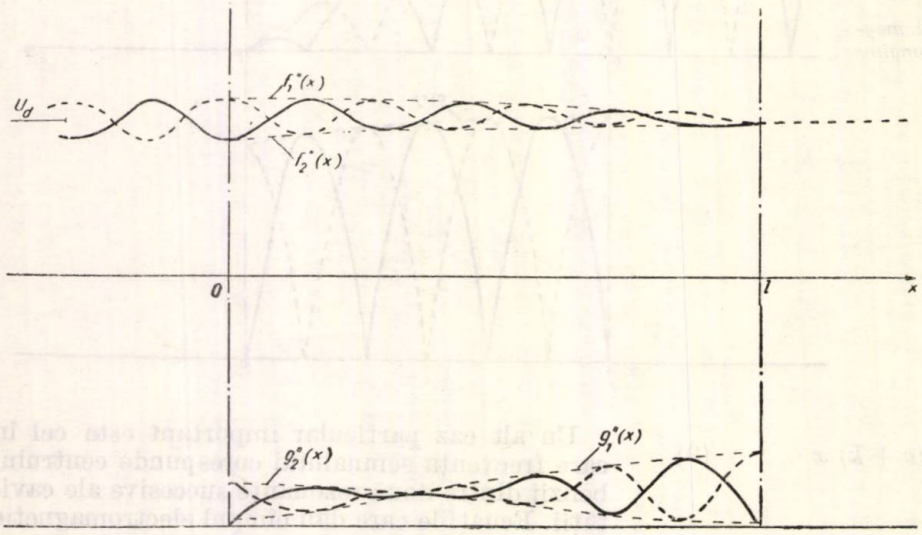



Fig. 3. *Distribuția de cîmp electric și magnetic în cele două ghiduri pentru o lungime electrică de cuplaj* $\frac{7\pi}{2}$.

——— cîmpul electric
– – – – – – cîmpul magnetic

Cîmpul în cavitatea rezonantă se păstrează peste tot la valori relativ mici (pentru un cuplaj destul de slab). În ghid, înaintea cuplajului există un mic coeficient de reflexie iar după cuplaj continuă propagarea unei unde progresive ența linia de semnal este prin introducerea de reflexii. Situația ideală ar fi aceea în care unda reflectată la intrare este nulă iar cea emergentă diferă de cea incidentă doar prin fază. Este deci important să se verifice dacă această situație

poate avea loc, sau în ce condiții situația reală este cît mai apropiată de ea.

Vom calcula pentru aceasta valoarea undei reflectate în punctul $x = 0$. Întrucît unda directă are valoarea normată 1, cea rezultată din calcul va reprezenta (în modul și fază) tocmai coeficientul de reflexie.

Însumînd din coloana 1 a tabelei amplitudinea undelor inverse pe linia 1, obținem:

$$U_r = \frac{-\sin^2 cl\, e^{-j[(2(c+k)\,l-\Phi]}}{1-\cos^2 cl\, e^{-2j[(c+k)l-\Phi]}} \qquad (20)$$

Introducînd notația $\theta = 2\,[(c+k)\,l - \Phi]$ expresia se poate scrie mai simplu

$$U_r = -\frac{\sin^2 cl\, e^{-j(\Phi+\theta)}}{1-\cos^2 cl\, e^{-j\theta}} \qquad (20\,a)$$

O primă concluzie este aceea că atunci cînd există un cuplaj între cavitate și ghid, reflexiile pe acesta din urmă sînt inevitabile în condițiile în care s-a făcut analiza. (Este probabil că există o anumită lege de variație a impedanței caracteristice a ghidului de undă pe porțiunea de cuplaj, pentru care reflexiile pot fi evitate).

Pentru a vedea în ce condiții pot fi minimalizate reflexiile se exprimă modulul amplitudinii undei reflectate

$$\left| U_r \right| = \frac{1}{1+4\dfrac{\cos^2 cl\, \sin^2 \dfrac{\theta}{2}}{\sin 4\, cl}} \qquad (21)$$

Natural, modulul este subunitar. O concluzie evidentă este aceea că reflexiile sînt cu atît mai mici cu cît cuplajul este mai slab, lucru de așteptat. De obicei însă cuplajul este dat și singurul parametru care poate fi ales în mod optim este $\theta$. Se vede că situația optimă are loc pentru

$$\frac{\theta}{2} = (c+k)\,l - \Phi = k\pi + \frac{\pi}{2} \qquad (22)$$

În această situație, modulul minim al coeficientului de reflexie este

$$\left| \rho \right|_{min} = \frac{1}{1 + 4\ \mathrm{ctg}^2\, cl + 4\ \mathrm{ctg}^4\, cl} \qquad (23)$$

ceea ce corespunde unui coeficient minim de undă staționară,

$$\sigma min = 1 + \mathrm{tg}^2\, cl\, \sin^2 cl \qquad (24)$$

Cavitatea se află la rezonanță pentru $\frac{\theta}{2} = k\pi$. Prin urmare, reflexiile minime au loc între două rezonanțe succesive ale cavității. Această concluzie servește la determinarea lungimii $l$.

La frecvențele de rezonanță, expresia (14) arată că reflexiile sînt totale ($|U_r| = 1$). Banda de frecvență pe care diplexerul funcționează satisfăcător se află deci încadrată de două frecvențe de rezonanță ale cavității.

Expresia (23) sugerează că la valori suficient de reduse ale cuplajului ($c$ mic) reflexiile la centrul benzii sînt suficient de reduse pentru ca să nu fie nevoie de măsuri suplimentare pentru reducerea lor.

Proprietățile de bandă ale diplexerului reies din expresia (26). Se deduce ușor că benzile de oprire din jurul frecvențelor de rezonanță sînt cu atît mai largi cu cît $c$ este mai mare. În același timp, cu cît $c$ este mai mare cu atît reflexile la mijlocul benzii sînt mai mari.

Pentru exemplificare în figura 4 se dă variația coeficientului de reflexie cu unghiul $\theta$ pentru două valori ale unghiului $cl$: $cl = \frac{\pi}{8}$ și $cl = \frac{\pi}{4}$.

Cuplajul se proiectează astfel încît să fie total la frecvența pompei și cît mai mic la cea a semnalului. Coeficientul $c$ va fi deci crescător cu frecvența. Ținînd seama de cele din paragraful anterior, rezultă că o caracteristică de frecvență tipică a coeficientului de undă staționară arată ca în figura 5. Îngustarea benzilor de oprire la frecvențe joase este accentuată de faptul că în apropierea frecvenței de tăiere a ghidului, o aceeași variație de fază este dată de o variație mai mică de frecvență.

Evident, pentru diplexerul propus, caracteristica din figura 5 este utilizabilă doar la frecvențe mai mici decît frecvența de tăiere a ghidului-pompă. La depășirea acesteia reprezentarea ghidului cuplat cu cel de semnal ca o cavitate rezonantă fără pierderi nu mai este valabilă.

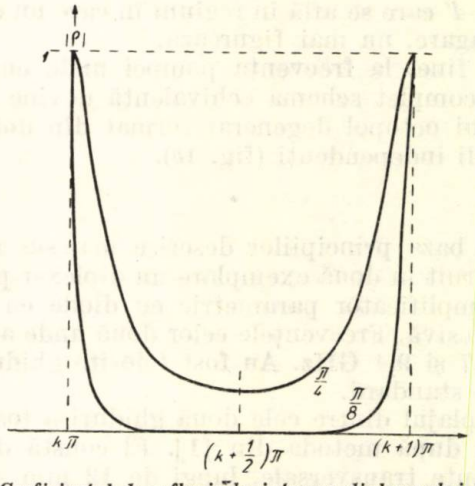



Fig. 4. *Coeficientul de reflexie la intrarea diplexerului la frecvența semnalului în funcție de lungimea electrică de cuplaj θ. Parametrul curbelor (unghiul cl) caracterizează mărimea cuplajului între ghiduri*

Ca o ultimă problemă este util să se cerceteze posibilitatea reprezentării diplexerului la frecvența de semnal printr-un cuadripol echivalent cu o sumă mai simplă, pe care aprecierea influenței diferiților factori să devină mai evidentă.

Pentru aceasta vom considera coeficientul de reflexie al unei sarcini formată din punerea în paralel a unei rezistenţe de valoare normată $r$ şi a unei reactanţe de valoare normată $jx$,

$$\rho = \frac{1 + r + j\,x}{-1 + r + j\,x}$$

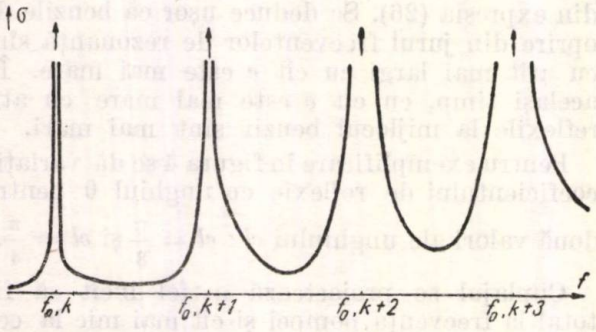



Fig. 5. *Variaţia cu frecvenţa a raportului de undă staţionară pe ghidul principal. (Frecvenţele $f_0$, $k$ sînt frecvenţe proprii ale cavităţii cuplate). (Curbă teoretică).*

Egalînd partea reală şi cea imaginară a acestei expresii cu cele date de relaţia (20 *a*) se obţine un sistem de ecuaţii pentru $r$ şi $x$. După diverse operaţii algebrice se obţine

$$r = \cos^2 \theta l \qquad (25\ a)$$

$$x = \sin^2 \theta l \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} \qquad (25\ b)$$

Aceasta sugerează imediat schema din figura 1 *b* care reprezintă pentru frecvenţa semnalului echivalenţa structurii reale din figura 1 *a*. Pe această schemă perechile de borbe *3—3'* şi *4—4'* care se află în regiuni în care nu există propagare, nu mai figurează.

În fine, la frecvenţa pompei unde cuplajul este complet schema echivalentă devine aceea a unui octopol degenerat format din doi cuadripoli independenţi (fig. 1*c*).

*

Pe baza principiilor descrise mai sus a fost construit în două exemplare un diplexer pentru un amplificator parametric cu diode cu undă progresivă. Frecvenţele celor două unde au fost de 4,7 şi 9,4 GHz. Au fost folosite ghiduri de unde standard.

Cuplajul dintre cele două ghiduri a fost calculat după metoda din [1]. El constă din 40 de fante transversale, lungi de 12 mm şi late de 1 mm. Domeniul de cuplaj are o lungime de 1,75. $\lambda$ pompă = 59,5 mm — ceea ce înseamnă că se asigură o mare directivitate. Distanţa dintre fante rezultă deci de 0,5 mm.

Îngustarea ghidului pentru pompă are loc la ambele capete direct şi nu prin transformator de impedanţe. În adevăr, nu sînt necesare măsuri de evitare a reflexiilor, — căci, pe de o parte, în partea în care este sarcina adaptată, în mod teoretic nu ajunge nici o fracţiune din puterea incidentă, căci cuplajul face ca întreaga putere să treacă în celălalt ghid, iar pe de altă parte înspre generator este oricum necesar un element reglabil de adaptare care să compenseze şi reflexiile datorite cotiturii ghidului.

Calculîndu-se reflexiile care au loc pentru semnal în secţiunile în care ghidul pompei se îngustează, se poate determina distanţa dintre aceste secţiuni, aşa încît la frecvenţa centrală (4,7 GHz) reflexiile la intrare să fie minime, iar la frecvenţele de 4,4 GHz şi 5 GHz să rămînă destul de mici. Punînd condiţia unei lungimi electrice a cavităţii la frecvenţa centrală de 450° (în care se ţine seama de reflexiile la capete şi de întîrzierea de fază datorită cuplajului) rezultă o lungime a porţiunii lărgite de ghid de 91,5 mm.

Pentru încercări experimentale, s-au construit în afara plăcuţei de cuplaj, cu numărul calculat de 40 de fante şi alte plăcuţe cu 36 şi respectiv 44 de fante identice, repartizate uniform pe aceeaşi distanţă (vezi fig. 6). Făcîndu-se măsurarea atenuării introduse de cuplaj pe linia pompei, rezultatul pentru prima dintre plăcuţe a fost de 13 dB, ceea ce înseamnă că 95% din putere este transmisă în ghidul de semnal. Rezultatele au fost mai slabe pentru celelalte plăcuţe.

În porţiunea dinspre sarcina adaptată a ghidului pompei a fost introdus un şurub reglabil. Cu ajutorul acestuia se poate introduce o reflexie controlabilă pentru fracţiunea din putere care rămîne totuşi necuplată. Unda reflectată

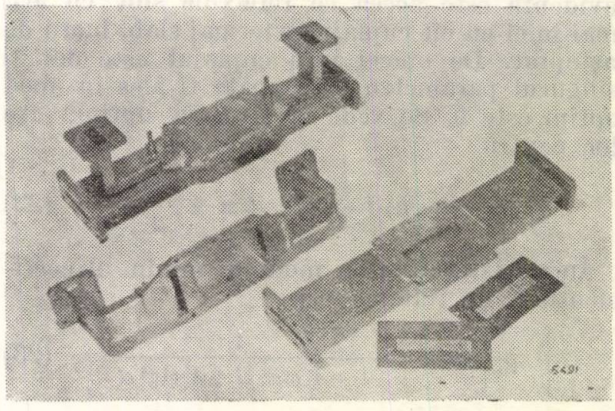


Fig. 6. *Aspectul diplexerului construit (montat şi demontat).* În dreapta, jos: plăcuţe folosite la stabilirea experimentală a cuplajului optim

este la rîndul ei cuplată în ghidul de semnal, în direcţia către sursă. Ea poate compensa unda care ia naştere în această direcţie prin imperfecţiunea directivităţii. Cu ajutorul acestui element de reglaj s-a putut practic anula unda inversă de frecvenţa pompei în ghidul de semnal, aşa încît directivitatea constatată pentru poziţia optimă a luat valori mai mari decît au putut fi măsurate.

Pentru frecvența de semnal, cuplajul existent între ghiduri corespunde unui unghi $\alpha l = 30°$. Prin urmare, conform formulei (30 *a*) la frecvența centrală a benzii, reflexiile pe linia de semnal vor fi corespunzătoare unui coeficient de undă progresivă $\sigma = 1{,}3$ deci o atenuare de inserție de mai puțin de 0,1 dB.

Pentru dimensiunile alese, cele două frecvențe de rezonanță a cavității cuplate cu ghidul de semnal, la care reflexiile pe acest ghid sînt totale, sînt 4,2 și 5,2 GHz. Între 4,4 și 5 GHz este deci de așteptat ca reflexiile să fie suficient de mici.

S-a făcut verificarea experimentală prin măsurarea coeficientului de undă staționară la diferite frecvențe de semnal. Rezultatele sînt date în tabela 2.

*Tabela 2*

| f GHz | σ | f GHz | σ | f GHz | σ | f GHz | σ | f GHz | σ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 3400 | 3,1 | 4225 | 1,13 | 4793 | 1,19 | 5269 | 1,76 | 5527 | 1,28 |
| 3420 | 1,86 | 4285 | 1,25 | 4862 | 1,2 | 5273 | 2,19 | 5570 | 1,27 |
| 3500 | 1,16 | 4300 | 2,78 | 4923 | 1,23 | 5298 | 2,6 | 5602 | 1,22 |
| 3585 | 1,33 | 4310 | 5,25 | 4973 | 1,24 | 5311 | 3,15 | 5652 | 1,25 |
| 3720 | 1,26 | 4315 | 4,48 | 5035 | 1,24 | 5332 | 5,9 | | |
| 3795 | 1,18 | 4337 | 1,99 | 5045 | 1,21 | 5339 | 6,6 | | |
| 3855 | 1,22 | 4386 | 1,26 | 5094 | 1,23 | 5351 | 5,7 | | |
| 3910 | 1,21 | 4442 | 1,24 | 5140 | 1,27 | 5372 | 3,06 | | |
| 3993 | 1,13 | 4550 | 1,28 | 5194 | 1,28 | 5410 | 1,9 | | |
| 4062 | 1,26 | 4656 | 1,24 | 5223 | 1,39 | 5445 | 1,52 | | |
| 4139 | 1,29 | 4720 | 1,2 | 5257 | 1,58 | 5477 | 1,36 | | |

de așteptat. Ambele efecte pot fi explicate printr-un cuplaj la frecvența semnalului mai mic decît cel considerat în calcul.

În orice caz, banda între 4,4 GHz și 5,2 GHz (deci mai largă decît cea așteptată) este trecută de diplexer practic fără atenuare de inserție.

Curba $\sigma$ ($f$) este reprezentată în figura 7. Ea reproduce bine aspectul prezis din figura 5.

Sistemul în care unda de pompare se propagă pe același traseu ca semnalul, comportă după trecerea pe linie despărțirea acestor unde, așa încît cea de semnal să fie îndreptată către ieșire iar cea de pompare către o sarcină adaptată. Este necesar deci un al doilea diplexer. Tipul descris în paragraful anterior poate îndeplini cu succes și această sarcină. Cerințele impuse sînt însă diferite. Directivitatea de pildă nu mai joacă rol, ghidul de 3 mm este terminat în ambele părți pe impedanțe caracteristice, între care repartiția puterii se poate face oricum. În schimb faptul că 5% din putere trece mai departe după cuplaj, numai admisibil, deoarece nivelul de putere al pompei depășește cu cîteva zeci de dB pe cel al semnalului, deci chiar acest rest de putere ar fi mult mai mare decît semnalul amplificat, ceea ce poate produce dificultăți. În special la măsurarea amplificatorului, puterea de pompare trebuie înlăturată practic complet de la ieșire.

În primul rînd, pentru obținerea unei cuplări cît mai complete a puterii de pompare în ghidul secundar, este nevoie de existența unui reglaj al gradului de cuplare. Faptul că, față de cuplajul

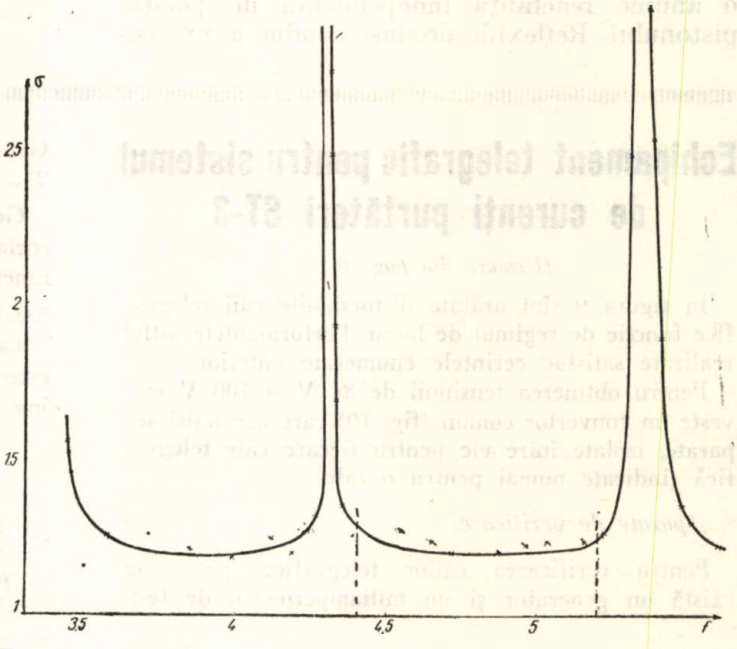



Fig. 7. *Variația cu frecvența a raportului de undă staționară pe ghidul principal (Curbă experimentală)*

Frecvențele de rezonanță ale cavității rezultă a fi de 4 310 MHz și 5 340 MHz, cu puțin mai înalte decît valorile calculate. În același timp atenuarea în bandă este mai redusă decît era cu 40 de fante, înrăutățirea adusă de cuplajul cu 36 de fante este mai mică decît cea din cazul cuplajului cu 44 de fante, sugerează că situația ideală are loc totuși la un număr mai mic de

fante decît 40. Diplexerul a fost deci prevăzut cu o plăcuţă metalică mobilă care poate ecrana primele cîteva fante şi a cărei deplasare se comandă din exterior prin intermediul unui suport din polistiren spumos (cu $\varepsilon = 1$). Încercarea a dat rezultate foarte bune, nivelul atenuării introduse crescînd de la 13 dB pînă la 23 dB în punctul optim.

În plus imperfecţiunea directivităţii a fost folosită prin aceea că s-a introdus pe ghidul secundar în direcţia opusă ieşirii un şurub care produce o reflexie controlabilă a undei cuplate în acest sens. Unda reflectată este din nou cuplată în ghidul principal şi poate compensa acea undă care tinde să se propage şi dincolo de porţiunea de cuplaj. În acest mod s-a obţinut mărirea atenuării la peste 30 dB.

Rezultate radical îmbunătăţite se obţin introducînd după diplexer un filtru care să oprească unda de frecvenţa pompei. Puterea respectivă se reflectă şi diplexerul o împiedică să se propage din nou, în sens contrar, prin amplificator, canalizînd-o către una dintre sarcinile adaptate.

Filtrul conceput în acest scop este format de un trunchi de ghid pentru gama de 3 cm, aşezat perpendicular pe cel pentru 6 cm aşa încît formează un *T*. Ghidul pentru 3 cm este încheiat pe un piston de scurtcircuitare cu poziţia reglabilă. Acest piston produce la intrarea ghidului pentru 3 cm o impedanţă infinită la frecvenţa pompei, înseriată pe ghidul de semnal şi care produce reflexie practic totală. Pentru frecvenţele din banda de semnal, ghidul pentru 3 cm cu frecvenţa critică mai mare, prezintă la intrare o anume reactanţă independentă de poziţia pistonului. Reflexiile produse conduc la un coeficient de undă staţionară care în bandă are valoarea de 2,85 + 2,4. Cu ajutorul unei diafragme inductive plasate după locul de îmbinare în *T* al ghidurilor, către sarcină, reflexiile pot fi în suficientă măsură compensate pe întreaga bandă.

Cu acest filtru a putut fi obţinută atenuare foarte mare pentru frecvenţa pompei, care cu echipamentul existent nu a putut fi măsurată. Ea depăşeşte încă 40 bB. În combinaţie cu diplexerul, acest filtru asigură deci în măsura necesară îndepărtarea undei de frecvenţa pompei din circuitul care urmează amplificatorului.

Performanţele sistemului construit de diplexare, pot fi deci considerate ca satisfăcătoare.

★

În încheiere, autorul exprimă calde mulţumiri pentru interesante şi rodnice discuţii inginerului Zdeněk Nejedlý — candidat în ştiinţe de la Institutul de Cercetări de Telecomunicaţii din Praga (VUST—A.S. Popov) iar pentru construirea diplexerului — lucrătorilor Institutului cărora le-a revenit lucrarea.

BIBLIOGRAFIE

[1] MILLER, S.E. *Teoriia sviazanîh voln i eio primenenie k volnovodam*, din culegerea de articole „Volnovodnîie linii peredaci s malîmi poteriami — Moscova, (1960) —pag. 139—199; originalul în BSTJ *33* (3) pag. 661-719 (1954).

[2] FOX, A. G. *Volnovaia sviazi s ispolzovaniiem „deformirovanih" normalnîh voln*, Idem, pag. 200—227; originalul în BSTJ *34* (4) pag. 823 (1955).

# Echipament telegrafic pentru sistemul de curenţi purtători ST-3

*(Urmare din pag. 488)*

În figura 9 sînt arătate distorsiunile căii telegrafice funcţie de regimul de lucru. Performanţele astfel realizate satisfac cerinţele enumerate anterior.

Pentru obţinerea tensiunii de 34 V şi 100 V serveşte un convertor comun (fig. 10) care are ieşiri separate, izolate între ele pentru fiecare cale telegrafică (indicate numai pentru o cale).

*Aparate de verificare.*

Pentru verificarea căilor telegrafice, pe ramă există un generator şi un miliampermetru de test. Generatorul este compus dintr-un multivibrator $T_1$—$T_2$ pe frecvenţa de 25 Hz şi un etaj de ieşire $T_3$.

Generatorul şi miliampermetrul (fig. 11) permit reglarea căii pe dsitorisiuni mînime prin observarea funcţionării unei căoi conectînd miliampermetrul la ieşirea din calea respectivă.

La elaborarea prototipului descris o contribuţie esenţială au avut-o şi tov. ing. Trifu Gheorghe, ing. Suhăreanu Eugen şi ing. Suhăreanu Maria.

BIBLIOGRAFIE

[1] ŞTEFĂNESCU, S., SINNREICH, H., ALBEANU, D. *Sistem de curenţi purtători tranzistorizat cu trei căi pentru circuite aeriene. Telecomunicaţii* (1962), nr. 3, mai—iunie.

Ing. ION RISTEA
Teh. CONSTANTIN COSTOREL
Fiz. EVA ŞANDOR

# Condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu cu electrolit solid

## 1. Generalităţi.

O tendinţă caracteristică a electronicii actuale este miniaturizarea pieselor destinate să funcţioneze în cele mai diferite domenii ale industriei radioelectronice.

Pentru exprimarea cantitativă a miniaturizării se porneşte de la formula care exprimă capacitatea unui condensator plan în funcţie de caracteristicile lui geometrice :

$$C = \frac{\varepsilon S}{d} \text{ unde :}$$

$C$ — reprezintă capacitatea condensatorului ;
$\varepsilon$ — constanta dielectrică a materialului ;
$S$ — suprafaţa armăturilor ;
$d$ — grosimea dielectricului.

Creşterea capacităţii se obţine prin mărirea lui $\varepsilon$ şi $S$ sau micşorarea lui $d$ ; tensiunea de străpungere va limita grosimea dielectricului, iar natura dielectricului va limita creşterea lui $\varepsilon$. Mărirea suprafeţei armăturilor nu este limitată decît de gabarit şi de inductanţa proprie a bobinei sau de rezistenţa electrică a armăturilor.

În domeniul condensatoarelor ceramice, s-au obţinut paste ceramice, de exemplu titanozirconaţii, titanostanaţii sau titanoceriaţii de bariu şi stronţiu ($TiO_2 + ZrO_2 + BaO$ sau $TiO_2 + SnO_2 + ZrO$ sau $TiO_2 + CeO_2 + BaO$), care au constante dielectrice cu valori cuprinse între 5000 şi 12 000. Condensatoare ceramice cu capacităţi specifice mari s-au obţinut şi pe calea micşorării grosimii dielectricului prin folosirea procedeelor de laminare şi turnare. În condiţii de laborator grosimea dielectricului a ajuns la 2—3 sutimi de milimetru ; limitarea la aceste grosimi este impusă de dificultăţile care apar la manipularea dielectricului în cursul operaţiilor tehnologice următoare. Destul de recent au apărut noi tipuri de condensatoare ceramice : Ultra-Caps, Trans-Caps, H.C. * În cazul acestora, micşorarea gabaritului nu este determinată de constanta dielectrică ci de formarea unei pelicule extrem de subţiri, care joacă rol de dielectric şi care se obţine prin metode chimice ceramice de reducere şi reoxidare a materialelor.

Pe linia miniaturizării condensatoarelor bobinate s-au obţinut rezultate remarcabile prin folosirea hîrtiei metalizate sau foliilor plastice metalizate. Pentru a ilustra modul cum hîrtia metalizată concură la miniaturizarea condensatoarelor, este suficient să arătăm că un condensator cu hîrtie, clasic, comportă două benzi de aluminiu de grosime nu mai mică de 6 $\mu$ şi nu mai puţin de 3—4 folii de hîrtie de minimum 6 $\mu$ grosime ; condensatorul cu hîrtie metalizată nu cuprinde decît două benzi la care cîte o faţă este lustruită şi apoi metalizată prin evaporarea în vid a zincului sau aluminiului — grosimea metalizării este neglijabilă.

În domeniul condensatoarelor cu hîrtie metalizată procesul de miniaturizare a mers şi mai departe prin folosirea unei singure benzi de hîrtie metalizată, la care metalul este depus în zig-zag după o anumită configuraţie geometrică.

Una dintre cele mai avansate soluţii tehnice în domeniul miniaturizării se bazează pe folosirea filmelor subţiri ; tehnica aceasta s-a aplicat în special la realizarea elementelor pasive — rezistenţe şi condensatoare electrice. Procedeul a fost utilizat şi pentru realizarea elementelor active — diode şi tranzistoare. Pe baza acestei tehnici s-au realizat condensatoare care au folosit filme subţiri de nitrură de siliciu. Ele rezistă la cîmpuri electrice de aproximativ $4.10^5$V/cm. Multe experienţe au avut obiectivul de a realiza condensatoare cu film subţire de oxid de siliciu prin depunere în vid. Practic, s-a constatat că există o mare uşurinţă în ce priveşte depunerea peliculelor subţiri prin vaporizare în vid ; se obţine o gamă largă de capacităţi specifice la tensiuni de funcţionare diferite, prin modificarea filmului dielectric depus. Totuşi apar dificultăţi în privinţa obţinerii unor randamente de fabricaţie mari, datorită în special ivirii unor mici găuri pe suprafaţa dielectricului. Dificultatea aceasta nu există la condensatoarele realizate pe baza filmelor dielectrice subţiri obţinute prin oxidarea anodică într-un electrolit adecvat, a unor metale ca : aluminiul, tantalul, niobiul, titanul etc. Condensatoarele obţinute astfel fac parte din categoria condensatoarelor electrolitice.

Multă vreme s-a considerat că prin apariţia sa, condensatorul electrolitic cu aluminiu reprezintă limita maximă a miniaturizării ; în ultima vreme, datorită realizării condensatoarelor cu tantal, miniaturizarea condensatoarelor a intrat într-o nouă fază — aceea a superminiaturizării. Principala caracteristică a condensatoarelor cu tantal o constituie enorma capacitate volumică, — ajunge la 3000 $\mu$C/cm$^3$ [1] — care este de aproape trei ori mai mare decît a condensatoarelor similare cu aluminiu. Condensatoarele electrolitice cu tantal sînt piese relativ scumpe, fapt explicat pe de o parte de costul ridicat al materiei prime principale (tantalul de înaltă puritate) şi pe de altă parte de operaţiunile tehnologice de obţinere, care sînt complexe şi numeroase.

Pentru a ne face o idee de ansamblu asupra miniaturizării condensatoarelor, în tabela 1 este prezentată o comparaţie între diferitele tipuri de condensatoare electrice mai cunoscute.

---

* Condensatoarele de acest tip fabricate în România se numesc super K.

*Tabela 1*

| Tipul condensatorului | Gama capacităților | Tensiune de lucru maximă (V) | Gama temp. de funcț. (°C) | Capacitatea specifică maximă (μC/cm³) |
|---|---|---|---|---|
| Hîrtie | 100 pF la 5/μF | 10.000 | −55 +85 | 15 |
| Hîrtie metalizată | 2 pF 100 μF | 750 | −55 +85 | 40 |
| Ceramică de înaltă constanță | 1 pF 1 μF | 35.000 | −55 +85 | 100 |
| Electrolitic cu aluminiu | 1 μF 10 000 μF | 600 | −40 +85 | 1 000 |
| Electrolitic cu tantal | 1 μF 1 000 μF | 35−150 V | −85°C +125°C | 3 000 |

## 2. Condensatoare electrolitice cu aluminiu

Cel mai simplu condensator electrolitic cu aluminiu se obține prin introducerea a doi electrozi din aluminiu foarte pur într-o eprubetă care conține o soluție apoasă de acid boric (fig. 1).

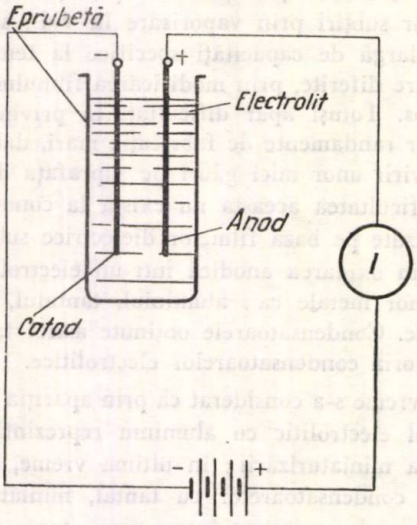



Fig. 1. *Schema de principiu pentru obținerea celui mai simplu condensator electrolitic*

Conectînd electrozii la bornele unei surse de tensiune de curent continuu, se constată că electrodul legat la plusul sursei se acoperă cu un strat subțire de oxid de aluminiu. Lucrul acesta se pune în evidență cu ajutorul unui miliampermetru conectat în circuitul exterior al sursei ; în primul moment de la aplicarea tensiunii, curentul care trece prin circuit are o valoare ridicată, nefiind limitat decît de rezistența electrolitului ; — ulterior, pe măsură ce anodul se acoperă cu pelicula de oxid, a cărei rezistență electrică crește proporțional cu grosimea sa, curentul electric se micșorează.

Condensatorul electrolitic cu aluminiu se execută prin bobinarea simultană a elementelor :

— anodul, constituit dintr-o bandă de aluminiu pur (99,99%) a cărui suprafață este acoperită cu pelicula de oxid de aluminiu și care constituie dielectricul condensatorului.

— hîrtia de condensator ; are proprietatea de a absorbi electrolitul.

— catodul, constituit dintr-o bandă de aluminiu pur ($\geq$ 99,5%) are rolul armăturii (conexiunii) negative a condensatorului.

Pentru micșorarea dimensiunilor de gabarit, suprafața armăturilor se mărește artificial.

Datorită unor coeficienți de asperizare * ridicați (8—10) s-au obținut condensatoare electrolitice cu aluminiu cu o capacitate volumică de circa 1 000 μC/cm³.

## 3. Condensatoare electrolitice cu tantal

Tantalul este un metal de culoare alb-gri, avînd greutatea atomică 180,88 ; face parte din coloana V-a a tabelului de clasificare periodică a elementelor. Este ductil și maleabil și se obține exclusiv prin metalurgia pulberii de tantal care la rîndul ei se obține prin electroliza fluorurii duble de tantal și potasiu $K_2F_7Ta_2$. Pulberea de tantal cu o granulație destul de mare, însă plastică, se presează în bare care sînt supuse unei prime sinterizări, în vid, în timpul căreia se elimină o parte din impurități. Pentru micșorarea porozității se forjează la rece după care se sinterizează pentru a doua oară în vid la o temperatură de cca. 2800°C. Materialul obținut astfel are densitatea 16,5. Lingourile din tantal sînt ușor laminabile și se pot întinde ușor la rece ; se obțin dimensiuni foarte mici — tablă groasă de 0,01 mm sau fir cu diametrul 0,01 mm.

Din punct de vedere chimic tantalul prezintă o inerție excepțională față de mulți reactivi chimici ; ca urmare acestui fapt, în condensatoarele electrolitice cu tantal se utilizează electroliți interzișii în cazul celor cu aluminiu (ex. acidul sulfuric sau clorura de litiu).

Tantalul este superior aluminiului și din punct de vedere al caracteristicilor mecanice ; tantalul laminat și recopt are o rezistență la tracțiune $\sigma$ = 35—50 kg/mm² în timp ce aluminiul nu are decît 5 kg/mm².

Există două tipuri constructive de condensatoare cu tantal :

— condensatorul cu anod bobinat (fig. 2 *a*) ;

— condensatorul cu anod sinterizat (fig. 2 *b*).

Condensatorul cu anod bobinat se realizează după construcția clasică a condensatoarelor cu aluminiu ; cele două folii subțiri din tantal, dintre care una oxidată — anodul — se bobinează împreună cu o bandă de hîrtie. Ansamblul obținut se impregnează, în vid, cu un electrolit de rezistivitate electrică mică. În unele cazuri pentru micșorarea gabaritelor, foliei de tantal i se mărește artificial suprafața.

---

* prin coeficient de asperizare sau de mărire a suprafeței se înțelege raportul dintre capacitatea unității de suprafață de folie asperizată și unității de suprafață de folie netedă.

Din punctul de vedere al dimensiunilor de gabarit la care se realizează, cel mai interesant tip de condensator este condensatorul cu anod sinterizat. Anodul acestui condensator este un bloc cilindric din pulbere de tantal presată și sinterizată în vid ; un astfel de cilindru oferă o suprafață utilă de circa 1 m² la un volum de 1 cm³.

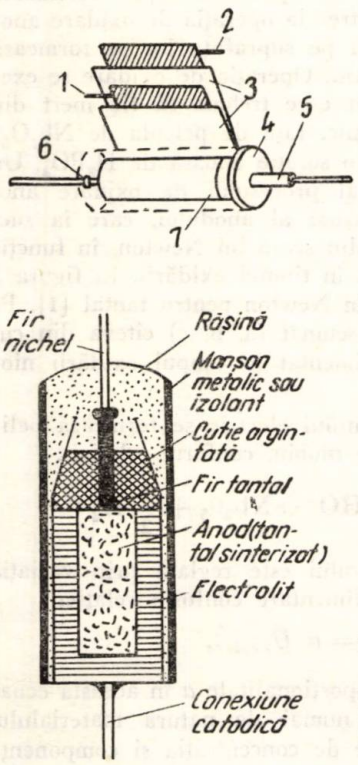



Fig. 2 *Două tipuri de condensatoare :*
*a* – Condensatorul electrolitic cu tantal-bobinat; *b* – condensatorul electrolitic cu tantal cu anod sinterizat.

Condensatoarele cu anod sinterizat pot fi construite fie cu electrolit lichid, fie cu electrolit solid. Construirea condensatoarelor electrolitice cu tantal semiuscate (modelul bobinat) și a celor cu lichid (anod sinterizat introdus într-un electrolit — acid sulfuric sau clorură de litiu) nu este lipsită de inconveniente, datorită prezenței unui electrolit lichid, corosiv, care presupune o închidere etanșă într-un domeniu larg de temperaturi.

Pe lîngă aceasta mai se pot menționa și următoarele :

— domeniul temperaturilor de funcționare este impus de temperatura de fierbere și înghețare a electrolitului, care, în unele cazuri pot fi destul de apropiate ;

— stocarea condensatoarelor depinde de stabilitatea peliculei de oxid în prezența electrolitului ;

— coeficienții de temperatură ai capacității și tangentei unghiului de pierderi sînt ridicați, în special în domeniul temperaturilor coborîte ; cauza se datorează electrolitului lichid, care poate să piardă conductivitatea la temperaturi scăzute.

Cauzele enumerate mai sus motivează studiile care s-au întreprins în vederea executării unui condensator cu tantal cu electrolit uscat ; s-a elaborat așanumitul condensator electrolitic cu tantal cu electrolit solid.

Construirea acestui condensator prezintă următoarele avantaje :

— nu mai este obligatorie utilizarea unui tub etanș întrucît nu există pericolul evaporării electrolitului ; acesta contribuie la miniaturizare ;

— nu se impun limitări în privința formei așa cum se impun la condensatoarele cu lichid, care, din motive de închidere trebuie să fie cilindrice ;

— variația capacității, a tangentei unghiului de pierderi și a curentului de fugă în funcție de frecvență și temperatură, sînt sensibil mai mici decît la condensatoarele cu electrolit lichid.

Tensiunea nominală de lucru nu depășește în stadiul actual 35—50 V.

Din punct de vedere constructiv, singura diferență între condensatorul cu electrolit lichid și cel cu electrolit solid este aceea că elecrolitul lichid ($SO_4H_2$ sau LiCl) — este înlocuit cu electrolitul solid $MnO_2$. Electrolitul solid, a cărui rezistivitate electrică este mică, se află în contact direct cu pelicula dielectrică de pe anod.

## 4. Aspecte tehnologice privind realizarea condensatorului electrolitic cu tantal niobiu cu electrolit solid

Condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu cu electrolit solid a fost elaborat de un colectiv de lucru în cadrul I.C.T.Tc.

Realizarea acestui condensator constituie un succes al industriei noastre de piese radio, în direcția fabricării de piese cu caracteristici profesionale.

Niobiul poate înlocui în bune condițiuni tantalul [2], [3], care este un metal rar și scump și are importanță strategică. Ca și tantalul, niobiul face parte din grupa V-a a tabelului lui Mendeleev. Pentru a pune în evidență posibilitățile de utilizare ale niobiului la realizarea condensatoarelor electrolitice, în tabela 2 se prezintă principalele proprietăți ale celor două metale.

*Tabela 2*

| | Ta | Nb | $Ta_2O_5$ | $Nb_2O_5$ |
|---|---|---|---|---|
| Densitate (g/cm³) | 16,6 | 8,6 | 8,0 | 4,4 |
| Punct topire (°C) | 3000 | 2470 | 1870 | 1500 |
| Constantă dielectrică la 1 kHz | — | — | 27 | 41 |

Utilizarea niobiului ca material de înlocuire prezintă interes din ce în ce mai crescînd întrucît este de două ori mai ușor decît tantalul — oferă capacități mari pe unitatea de greutate — și este de circa 12 ori mai răspîndit în natură.

Materia primă pentru confecționarea anodului este pulberea de niobiu de înaltă puritate, a cărei granulație are mare importanță pentru performanțele electrice ale condensatorului. Pulberea de niobiu se trece printr-o sită deasă (pentru pulbere normală,

ochiurile sitei au dimensiuni cuprinse între 35 şi 5 μ), urmărindu-se eliminarea prafului de niobiu, care în general astupă porii anodului, diminuînd coeficientul de porozitate, praful de niobiu poate fi eliminat şi prin sedimentare, în care caz se utilizează apa deionizată avînd $\rho > 5.10^6 \Omega cm$.

Pulberea sitată se amestecă uniform cu un liant. Liantul joacă un rol important întrucît datorită volumului său specific mult mai mare decît al niobiului, contribuie la creşterea porozităţii masei sinterizate.

Anodul se realizează prin presarea pulberii, aglomerate cu liant, în jurul unei armături — placă sau fir — din tantal sau din niobiu ; presarea se face de aşa manieră încît să se evite închiderea porilor superficiali. Pentru evitarea îngrămădirii pulberii, în cazul anozilor cilindrici cu lungimea mai mare decît diametrul, se procedează la presarea din ambele părţi, folosindu-se o presă hidraulică. Din punctul de vedere al presării, anozii plaţi nu prezintă greutăţi. Scoaterea anodului din matriţă se va face cu cea mai mare atenţie pentru a se evita închiderea porilor superficiali.

Anozii presaţi sînt sinterizaţi la presiunea $10^{-5}$ mm coloană de mercur şi la temperatura de circa 2000°C.

Sinterizarea este un stadiu important al fabricaţiei acestor condensatoare întrucît ea va condiţiona structura internă a anodului şi performanţele condensatorului ; în timpul sinterizării se produce o purificare intensă a anodului.

Încălzirea anodului se face fie prin curenţi de înaltă frecvenţă — în care caz anozii sînt dispuşi într-un cilindru din tantal care formează o spiră în scurtcircuit — fie direct cu o rezistenţă electrică. Temperatura, care se măsoară cu pirometrul optic, se ridică progresiv în timp ce din masa sinterizată se produce o degazare intensă (rezultă obligativitatea folosirii unor pompe de vid de debit mare). În timpul încălzirii liantul se descompune. Sinterizarea propriu-zisă începe la temperaturi în jurul a 1600°C ;

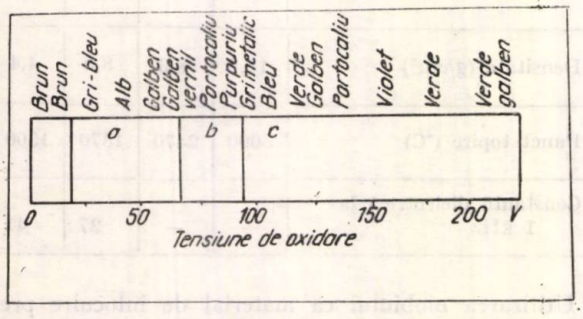



Fig. 3. *Scara lui Newton pentru tantal. Punctele* a, b, c, *au fost ridicate experimental pentru niobiu*

la temperaturi mai mari de 1900°C impurităţile se elimină foarte repede şi rezistenţa electrică între particulele de niobiu scade.

Uniformitatea caracteristicilor anozilor depinde de temperatura şi durata sinterizării, care trebuie alese cu cea mai mare grijă.

La sfîrşitul operaţiei de sinterizare, anozii se răcesc timp de 1—2 ore, după care se scot din incintă.

Începînd cu acest stadiu, anozii se vor manipula cu cele mai mari precauţii de curăţenie întrucît pînă la încapsulare orice contact străin aduce prejudicii condensatorului prin micşorarea rezistenţei de izolaţie şi creşterea tangentei unghiului de pierderi.

Anozii sinterizaţi se spală în apă deionizată ($\rho > 5.10^5 \Omega cm$), apoi trec la operaţia de oxidare anodică în timpul căreia pe suprafaţa lor se formează un film subţire de oxid. Operaţia de oxidare se execută într-un electrolit care trebuie să fie inert din punct de vedere chimic, faţă de pelcula de $Nb_2O_5$ ; se foloseşte de obicei o soluţie apoasă de $H_3PO_4$. Un fenomen interesant al procesului de oxidare anodică este aspectul vizual al anodului, care ia succesiv toate nuanţele din scara lui Newton, în funcţie de tensiunea aplicată în timpul oxidării. În figura 3 am prezentat scara lui Newton pentru tantal [1]. Pe aceeaşi figură am însemnat (a, b, c) cîteva din culorile obţinute experimental în timpul oxidării niobiului.

Sub acţiunea curentului electric se formează pelicula de pentaoxid de niobiu, conform relaţiei :

$$2\ Nb^{5+} + 5HO^- \rightarrow Nb_2O_5 + \frac{5}{2} H_2 \uparrow$$

Grosimea dielectricului este reglată prin variaţia tensiunii sursei de alimentare conform relaţiei :

$$\delta = a\ U_{oxidare}$$

Coeficientul de proporţionalitate $a$ în această ecuaţie este determinat numai de natura materialului oxidat şi nu depinde de concentraţia şi componenţa electrolitului şi nici de densitatea curentului de oxidare dacă electrolitul în care se face oxidarea nu dizolvă oxidul metalic format [8].

În tabela 3 sînt prezentate unele caracteristici ale peliculelor de oxizi formate pe aluminiu, tantal şi niobiu.

*Tabela 3*

| | Constanta dielectrică (ε) | Coeficientul $a$ (cm/V) | Intensitatea cîmpului electric (V/cm) |
|---|---|---|---|
| Aluminiu | 10 | $1{,}55 \cdot 10^{-7}$ | $6{,}45 \cdot 10^6$ |
| Tantal | 27,6 | $1{,}51 \cdot 10^{-7}$ | $6{,}62 \cdot 10^6$ |
| Niobiu | 33—46 | $2-2{,}37 \cdot 10^{-7}$ | $4{,}24 \cdot 10^6$ |

Anozii oxidaţi se spală în apă demineralizată caldă (60—80°C) şi rece, după care trec la operaţia de impregnare. Impregnarea se face prin cufundarea într-o soluţie de azotat de mangan cu concentraţia 50—60%.

Anozii sînt trecuţi apoi printr-un cuptor tunel pentru descompunerea azotatului de mangan în bioxid de mangan — acesta formează catodul condensatorului.

După fiecare impregnare și tratament în cuptor, piesele sînt spălate în apă demineralizată caldă, uscate și apoi reoxidate. Se obține un condensator electrolitic cu electrolit solid după schema $Nb + Nb_2O_5 - - MnO_2$ (fig. 4).

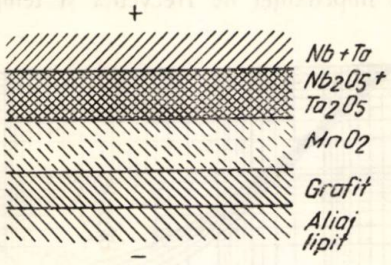



Fig. 4. *Schema de principiu pentru obținerea unui condensator electrolitic cu tantal niobiu cu electrolit solid*

Peste stratul de $MnO_2$ se aplică, prin înmuiere și uscare la cald, o peliculă de grafit coloidal de mică rezistență electrică peste care se suprapune un alt strat de argint coloidal care polimerizează la circa 150°C.

În figura 5 este reprezentată schema constructivă a acestui tip de condensator.

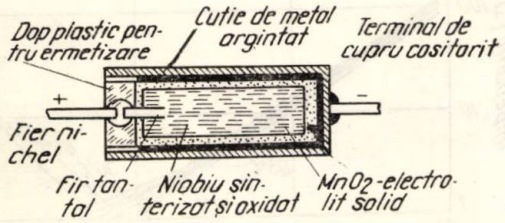



Fig. 5. *Condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu cu electrolit solid realizat practic*

Conexiunea catodică se obține fie prin lipirea unui fir de cupru cositorit pe stratul de argint, în care caz condensatorul se va îngloba într-o rășină epoxidică, fie direct pe un tub metalic (fig. 2).

Conexiunea anodului se completează prin sudura unui fir de nichel pe firul de tantal în jurul căruia s-a mulat pulberea de niobiu.

## 5. Performanțe obținute pe condensatoarele electrolitice

În cele ce urmează se vor prezenta unele rezultate obținute la măsurătorile efectuate asupra condensatoarelor executate.

Conform datelor de catalog se prevede fabricarea condensatoarelor cu următoarele caracteristici :

— Plaja temperaturilor de funcționare :

— 55°C la +85°C. Condensatoarele cu treceri izolate (din sticlă) pot funcționa și la temperaturi peste +85°C (pînă la +125°C). În cazul acesta tensiunea nominală de lucru li se micșorează așa cum rezultă din figura 6. La temperatura —55°C capacitatea nu va scade cu mai mult de 15% față de valoarea măsurată la +25°C, iar la +85°C nu va crește cu mai mult de 15%.

— Tensiunea nominală de funcționare are valorile :

6 ; 10 ; 12 ; 15 ; 20 ; 25 ; 30 ; 35V curent continuu ;

— capacitatea nominală la 25°C și 100 Hz :

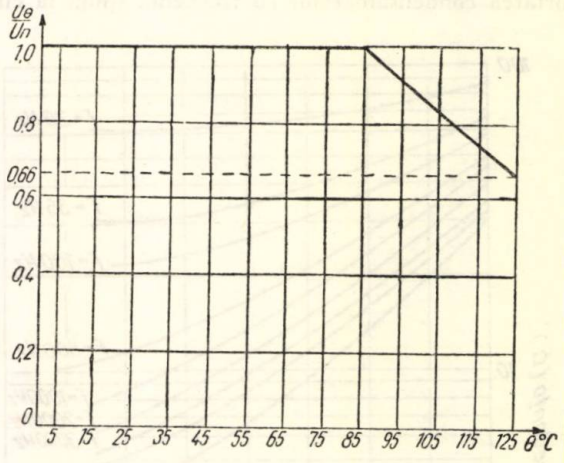



Fig. 6. *Variația tensiunii nominale în cazul cînd condensatorul funcționează la temperaturi mai mari de +85°C. Curba s-a verificat experimental pe prototipurile realizate*

1 ; 1,3 ; 1,8 ; 2,7 ; 3,3 ; 4,7 ; 6,8 ; $10 \times 10^n$ conform seriei C.E.I. ; valoarea maximă a capacității este 220 μF ;

— Toleranța asupra capacității nominale, la 25°C este $\pm 20\%$ și $\pm 30\%$.

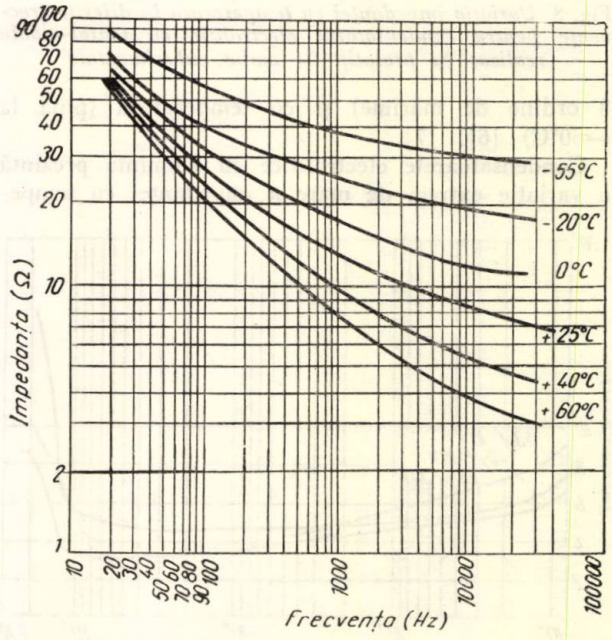



Fig. 7. *Variația impedanței cu frecvența la diferite temperaturi pentru condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu realizat ca prototip — curbe experimentale*

Atenția va fi reținută asupra următorilor parametri :

— Variația impedanței în funcție de temperatură și frecvență ;

— Variața capacității și a factorului de pierderi cu frecvența și temperatura.

5.1. *Variația impendanței în funcție de frecvență și temperatură*

Impendanța condensatoarelor electrolitice este puternic influențată de frecvență și temperatură. În ultima vreme, s-au făcut studii intense privind comportarea condensatoarelor cu frecvența (pînă la circa

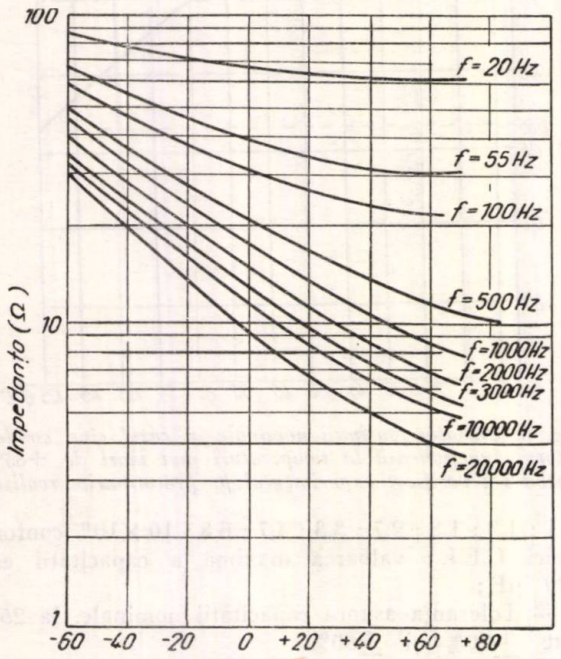



Fig. 8. *Variația impedanței cu temperatura la diferite frecvențe pentru condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu realizat ca prototip — curbe experimentale*

8 ordine de mărime) și cu temperatura (pînă la —60°C) [6], [7].

Condensatoarele electrolitice cu aluminiu prezintă o variație extrem de mare a impedanței cu tempe-

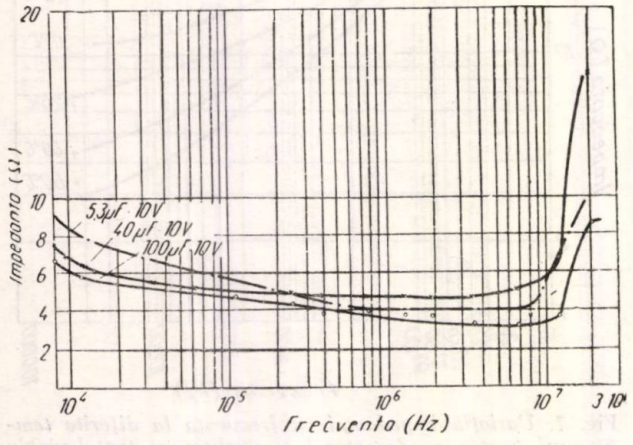



Fig. 9. — *Variația impedanței cu frecvența la temperatura mediului ambiant, pentru condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu realizat ca prototip — curbe experimentale*

ratura și frecvența. Din lucrările [6] și [7] rezultă că pentru intervalul de temperaturi —40°C ÷ +60°C această variație parcurge un domeniu de la $10^5$—10 Ω ; adică un raport de 10 000 : 1.

Impendanța condensatoarelor cu tantal niobiu cu electrolit solid variază într-o măsură mult mai mică așa cum rezultă din figurile 7, 8 și 9, care reproduc variația impendanței pentru un număr de cinci prototipuri de condensatoare românești.

În figura 10 se prezintă, pentru comparație, dependența impedanței de frecvență și temperatură a

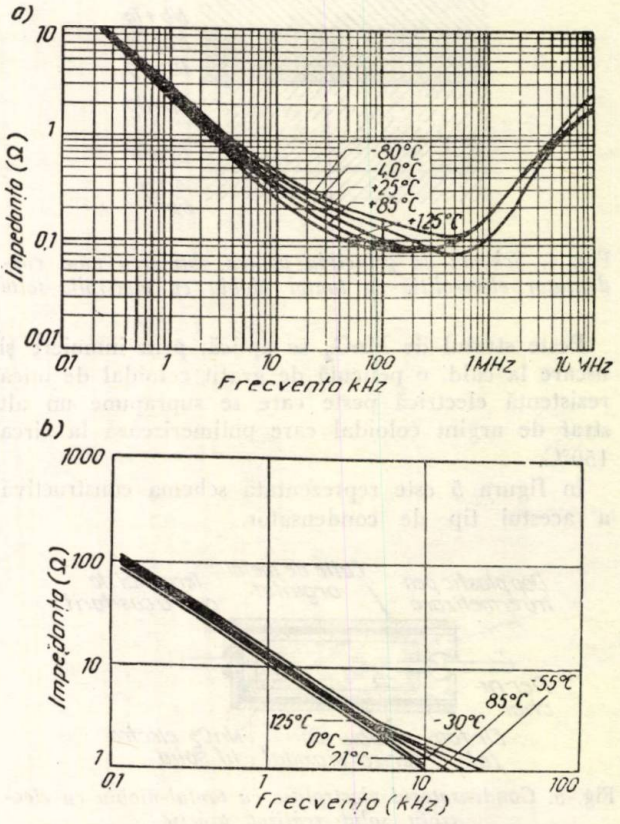



Fig. 10. *Variația impedanței la diferite temperaturi pentru două condensatoare :*

*a* — pentru un condensator electrolitic cu tantal de tipul TCC Dritan ; *b* — pentru un condensator de tipul Tansitor

unor condensatoare de tipul tansitor (firma TANSITOR ELECTRONICS INC — USA) — figura 10 *a* — și TCC DRITAN (firma THE TELEGRAPH CONDENSER COMPANY LIMITED — ANGLIA) — figura 10 *b* ; curbele sînt reproduse din cataloage ale firmelor respective.

Rezultatele experimentale obținute pe modelele de condensatoare electrolitice cu tantal niobiu executate arată că la 20 kHz și —60°C, impendanța lor nu crește cu mai mult de 3—4 ori valoarea măsurată la +20°C, ceea ce reprezintă un rezultat destul de mulțumitor.

5.2. *Variația capacității și unghiului de pierderi în funcție de frecvență și temperatură*

În figura 11 am reprezentat dependența capacității electrice măsurată pe cinci prototipuri de condensatoare electrolitice cu tantal niobiu de 4,2 μF — 10 V în funcție de temperatură la diferite frecvențe de lucru ; pentru comparație în figura 12 am reprezentat

aceeaşi variaţie pentru un condensator cu tantal cu anod sinterizat tip TE 3500—50 μF — 70 V (LCC) [4].

Din figura 12 rezultă că pentru condensatorul LCC de 50 μF — 70 V la —55°C şi 50 Hz, micşorarea ca-

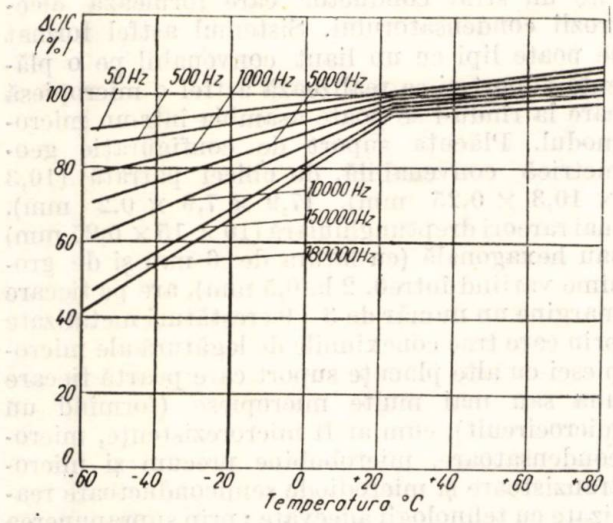



Fig. 11. *Variaţia capacităţii în funcţie de temperatură la diferite frecvenţe pentru un condensator cu tantal-niobiu (4,2/μF-10V), realizat ca prototip — curbe experimentale*

pacităţii este de 42% iar la 10 000 Hz şi —55°C condensatorul este inutilizabil întrucît capacitatea sa nu reprezintă decît 5% din valoarea măsurată la +20°C ; condensatorul electrolitic cu tantal niobiu cu electrolit solid — executat — la —55°C şi 10 000 Hz posedă încă 65% din capacitatea măsurată la +20°C. La 50 Hz măsurătorile arată că prototipurile de condensatoare realizate nu prezintă variaţii ale ca-

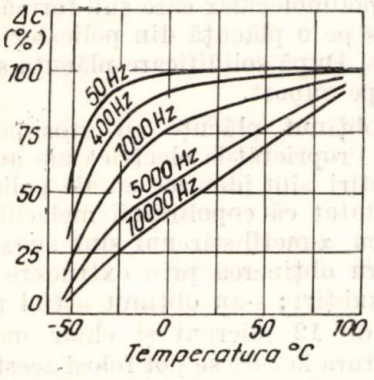



Fig. 12. *Variaţia capacităţii în funcţie de temperatură la diferite frecvenţe pentru un condensator cu tantal cu lichid de tipul LCC 50 μF—70 V*

pacităţii mai mari de —15% la —55°C şi +15% la +85°C.

Pe figura 13 am desenat două curbe caracteristice : curba 1 reprezintă variaţia capacităţii în funcţie de frecvenţă pentru un condensator electrolitic cu tantal de 4,7 μF — 10 V — de tipul LTT [4], iar curba 2 redă aceeaşi variaţie pentru prototipul de condensator românesc de 4,2 μF — 10 V.

Variaţia factorului de pierderi cu temperatură pentru condensatoarele realizate este reprezentată în figura 14.

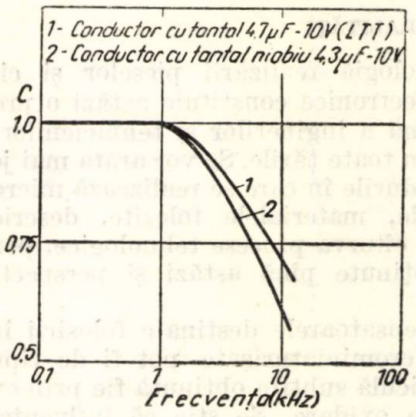



Fig. 13. *Variaţia capacităţii în funcţie de frecvenţă pentru două condensatoare electrolitice :*

curba 1 — condensatorul cu tantal LTT de 4,7/μF — 10 V
curba 2 — condensatorul cu tantal niobiu de 4,2/μF — 10 V, realizat ca prototip — curbă experimentală ;

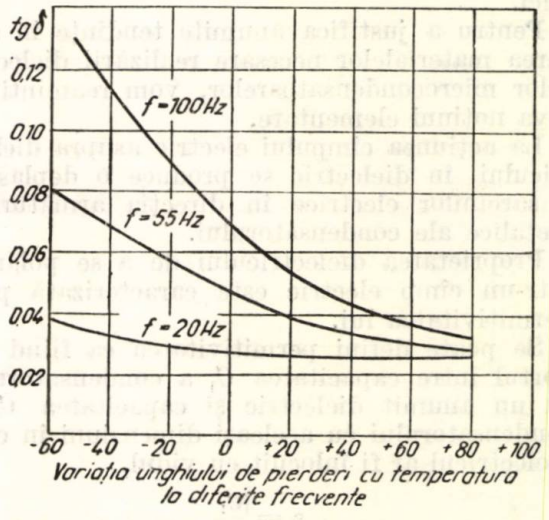



Fig. 14. *Variaţia factorului de pierderi cu temperatura, pentru condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu realizat ca prototip — curbe experimentale*

### 5.3. Încercări de durată de viaţă

Întrucît condensatorul acesta nu conţine un electrolit lichid, nu există pericolul de uscare şi deci de modificare esenţială a caracteristicilor sale în decursul exploatării (creşterea [Z] cu frecvenţa, creşterea tg. δ şi scăderea capacităţii), acestea se ilustrează prin probele de durată la care au fost supuse condensatoarele construite ; proba de durată constă în a menţine condensatoarele timp de 2000 de ore sub tensiunea nominală, într-o incintă la +85°C.

La sfîrşitul probei de durată curentul de fugă nu se modifică faţă de valoarea măsurată iniţial.

Variaţiile capacităţii şi factorului de pierderi la sfîrşitul intervalului de probă sînt neesenţiale.

*(Continuare în pag. 518)*

Ing. TEODOR COJOCARU

# Microminiaturizarea condensatoarelor folosite în radioelectronică

## 1. GENERALITĂȚI

Tehnologia realizării pieselor și circuitelor microelectronice constituie astăzi o preocupare de seamă a inginerilor și tehnicienilor electroniști din toate țările. Se vor arăta mai jos cîteva din modurile în care se realizează microcondensatoarele, materialele folosite, descrierea sumară a cîtorva procese tehnologice, performanțele obținute pînă astăzi și perspectivele de viitor.

Condensatoarele destinate folosirii în circuitele microminiaturizate pot fi de tipul placă sau peliculă subțire obținută fie prin evaporare fie prin oxidare. Se știe că influența naturii dielectricului asupra valorii capacității condensatorului este de importanță hotărîtoare și este determinată de intensitatea diferită a fenomenului de polarizare ce are loc la diferiții dielectrici.

Pentru a justifica anumite tendințe în alegerea materialelor necesare realizării dielectricelor microcondensatoarelor, vom reaminti cîteva noțiuni elementare.

La acțiunea cîmpului electric asupra dielectricului, în dielectric se produce o deplasare a sarcinilor electrice în direcția armăturilor metalice ale condensatorului.

Proprietatea dielectricului de a se polariza într-un cîmp electric este caracterizată prin permitivitatea lui.

Se poate defini permitivitatea ca fiind raportul între capacitatea $C_1$ a condensatorului cu un anumit dielectric și capacitatea $C_0$ a condensatorului cu aceleași dimensiuni în care dielectricul ar fi înlocuit cu vidul,

$$\varepsilon = \frac{C_1}{C_0}$$

Polarizarea dielectricului poate fi de mai multe feluri : electronică, (produsă prin deplasarea electronilor din atomii dielectricului în direcția armăturii încărcată pozitiv), ionică, dipolară, în straturi etc.

O placă sau o peliculă dielectrică poate permite obținerea unei capacități cu atît mai mari pe unitatea de suprafață cu cît permitivitatea materialului este mai înaltă și cu cît grosimea ei este mai mică.

## 2. REALIZAREA DIELECTRICELOR DIN STRATURI SUBȚIRI

### 2.1. Dielectrice din plăci subțiri

Principiul fabricării acestor dielectrice constă în realizarea unei plăci subțiri, prin laminare (cînd materialul permite o laminare sau tragere în foi foarte subțiri), prin presare din pulbere și apoi sinterizare, sau prin depunere (care poate fi evaporare în vid, oxidare, depunere electrică, depunere chimică etc.).

Pe fiecare parte a plăcuței subțiri se depune cîte un strat conductor care formează electrozii condensatorului. Sistemul astfel format se poate lipi cu un liant convenabil pe o plăcuță suport și se realizează astfel o micropiesă care la rîndu-i se poate asambla într-un micromodul. Plăcuța suport de configurație geometrică convenabilă, de obicei patrată (10,3 × 10,3 × 0,25 mm), (7,9 × 7,9 × 0,2 mm), mai rareori dreptunghiulară (10 × 15 × 0,25 mm) sau hexagonală (cu latura de 6 mm și de grosime variind între0, 2 la 0,5 mm), are pe fiecare margine un număr de 3—9 crestături metalizate prin care trec conexiunile de legătură ale micropiesei cu alte plăcuțe suport care poartă fiecare una sau mai multe micropiese (formînd un microcircuit), cum ar fi microrezistențe, microcondensatoare, microbobine precum și microtranzistoare și microdiode semiconductoare realizate cu tehnologii adecvate ; prin suprapunerea micropieselor pe suport comun sau unic rezultă un micromodul.

#### 2.1.1. *Plăcuțe subțiri din material plastic*

În prezent unele încercări pentru găsirea unor materiale ieftine, necesare realizării dielectricelor microcondensatoarelor, s-au orientat către domeniul materialelor plastice ; inconvenientul care îngreuiază găsirea unor materiale plastice corespunzătoare este permitivitatea scăzută și rezistența termică nesatisfăcătoare a acestora.

Materialul plastic ce s-a folosit a fost polistirenul polimolecular care sub formă dizolvată s-a depus pe o plăcuță din poliester ce a servit ca suport. După solidificare plăcuța subțire s-a scos de pe suport.

S-au obținut plăcuțe cu grosimea de 2,5 microni. Proprietățile electrice ale acestor plăcuțe subțiri sînt identice cu ale polistirenului. S-a constatat că copolimerii moleculari ai stirenului cu α-metil-stirenul sînt substanțe ideale pentru obținerea prin extrudere a acestor plăcuțe subțiri ; s-au obținut astfel plăcuțe cu grosimi de 12 microni și chiar mai subțiri. Temperatura la care se pot folosi aceste condensatoare întrece 125°C și variază cu proporția materialelor din care se compune copolimerul. În prezent se încearcă așa numita tehnică a lăcuirii care permite ca din polistiren polimolecular sau din copolimeri ai stirenului să se obțină plăcuțe subțiri de pînă la 0,5 microni. Folosind electrozi de Al depuși prin evaporare pe astfel de plăcuțe subțiri, se pot obține capacități mari pe unitatea de suprafață și la un volum mic al condensatorului.

### 2.1.2. *Plăcuțe subțiri din material anodizat*

Un alt tip de dielectric se realizează dintr-o foiță de aluminiu de înaltă puritate (99,99%), care se oxidează într-o baie de borat. După uscare foița se introduce într-o soluție de rășină epoxy care îi umple crăpăturile și porii și o etanșează; se obține astfel plăcuța dielectrică din aproximativ 80% oxid de alumuniu și aproximativ 20% rășină epoxy. Depunîndu-se apoi electrozii dintr-un material adecvat (argint) prin evaporare (metodă ce va fi descrisă mai departe pentru oxidul de siliciu), se poate obține o capacitate de aproximativ 0,2 $\mu F/cm^2$ și o temperatură de lucru de 150°C.

### 2.1.3. *Plăcuțe ceramice de înaltă permitivitate*

S-au elaborat metode de obținerea plăcuțelor ceramice subțiri de 50 microni cu o mare permitivitate. Pe o bandă mobilă se toarnă un strat de ceramică lichidă; cu un sistem de cilindri suprapuși, (sistem trefilor) se reglează grosimea stratului după care banda cu strat ceramic se trece printr-un cuptor uscat unde materialul se sinterizează la o temperatură ridicată.

Stratul de ceramică se poate obține și prin altă metodă: printr-o fantă îngustă practicată într-o cutie mobilă în care se toarnă material ceramic lichid, substanța curge pe plăcuțele de sticlă pe deasupra cărora se deplasează cutia. Grosimea stratului de ceramică obținut pe sticlă variază cu deschiderea fantei în cutie și cu viteza de deplasare a cutiei. După răcire rezultă plăcuța subțire de material ceramic pe ale cărei fețe se depun electrozii de metal, formînd astfel un microcondensator tip plăcuță subțire ce se poate fixa apoi cu un liant convenabil pe o plăcuță suport.

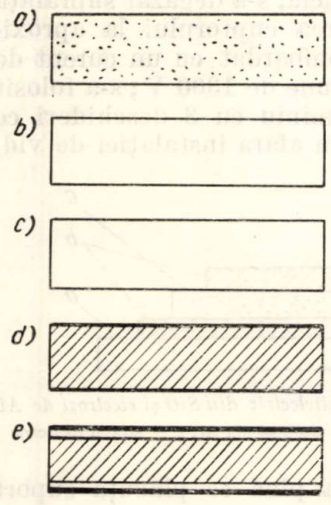



Fig. 1. *Stadiile realizării microcondensatoarelor din titanat de bariu*

*a* – plăcuța după tăiere; *b* – după sinterizare; *c* – după reducere; *d* – după depunerea electrozilor de Ag; *e* – ultima ardere

### 2.1.4. *Plăcuțe din titanat de bariu*

Din titanatul de bariu, material de înaltă permitivitate s-a perparat un amestec sub formă de pulbere cu liant de rășină și solvenți.

Din acest amestec s-au realizat plăcuțe cu o grosime de aproximativ 400 microni, care prin uscare au ajuns la circa 200 microni.

După tăiere în forme convenabile, acestea s-au ars în 3 etape; în prima etapă materialul a fost sinterizat și s-a transformat astfel într-un material ceramic dur; în etapa a doua, arderea s-a făcut în hidrogen uscat și s-a redus titanatul de bariu, devenind conductor; cea de a treia ardere a avut ca scop reoxidarea titanatului de bariu redus. S-au obținut astfel pe fiecare față a plăcii o peliculă de titanat de bariu care formează dielectricul condensatorului.

Înaintea celei de a treia etape de ardere s-au fixat, printr-un procedeu de depunere, electrozii de argint pe plăcuța materialului ceramic. Pentru aceasta s-au folosit măști, potrivit formelor geometrice ce trebuiau obținute. (În fig. 1 se arată stadiile succesive ale realizării microcondensatorului din titanat de bariu).

Etapele procesului de depunere cu ajutorul măștilor (care folosesc filme pozitive și negative, spălări cu apă etc.) se pot enunța într-o formă cu totul generală astfel: prepararea măștii, așezarea măștii pe substrat, depunerea modelului.

Prin această metodă s-au obținut microcondensatoare cu valori pînă la 25 $nF/cm^2$. Aceste microcondensatoare se pot folosi mai cu seamă în circuitele electronice cu tranzistoare care funcționează la temperaturi mai scăzute decît tuburile electronice, întrucît punctul lor Curie are o valoare relativ redusă.

În prezent, în tehnica micromodulelor se realizează condensatoare cu plăci multiple din masă ceramică cum ar fi forsteritul ($Mg_2SiO_4$) steatitul ($Mg_2(OH_2)SiO_{10}$) titanitul ($CaTi(O)SiO_4$); ele constituie în același timp materialul dialectric; se suprapun electrozi metalici de dimensiuni $7 \times 7$ mm; $5 \times 5$ mm; $3 \times 3$ mm pe ambele fețe care se lipesc cu un liant cu punct de topire scăzut; (dimensiunile electrozilor variază cu valoarea capacității și a tensiunii).

Se obțin astfel microcondensatoare cu parametri variind după natura materialului ceramic: capacități de la 10—300 $pF/cm^2$; tensiune de lucru pînă la 40 V; toleranțe cuprinse între 5—20%. Aceste microcondensatoare se pot folosi cu succes atît în circuitele rezonante cît și în cele de filtrare.

Sub această formă, din plăci din titanat de bariu s-au realizat și microcondensatoare electrolitice.

## 2.2. Dielectrice din peliculă subțire

### 2.2.1. *Dielectrice obținute prin evaporare*

Pentru realizarea microcondensatoarelor cu peliculă subțire se folosesc metodele de depunere în vid prin evaporare sau prin dislocare.

În principiu metoda depunerii prin evaporare constă în încălzirea sub un vid de $1 \times 3\ 10^{-4}$ la

$3.10^{-5}$ torri a materialului, cînd particulele evaporate se depun pe substratul aşezat convenabil în aceiaşi instalaţie şi pe care se află masca cu deschiderile dorite pentru forma geometrică aleasă a depunerii.

Metoda depunerii prin dislocare este asigurată de o descărcare electrică între două plăci. Ea constă în bombardarea substanţei de depus cu ioni pozitivi produşi printr-o descărcare într-un gaz inert cum este argonul, introdus în instalaţie la o presiune mai mică decît cea atmosferică. Atomii dislocaţi din substanţă se vor depune pe substratul suport aşezat în apropiere. Această metodă prezintă avantaje faţă de metoda evaporării prin aceea că permite o depunere lentă şi mai uşor controlabilă şi nu necesită temperaturi mari în cazul unor substanţe cu punct de topire ridicat. Pierderea în acst caz este redusă şi metoda permite formarea unor straturi aderente şi uniforme (grosimea dielectricului este determinată de tensiunea anodică care în cazul tantalului este de 15 Å pentru 1V.).

O atenţie deosebită se dă cercetărilor adeziunii peliculelor pe plăcuţa suport.

Sînt mai multe materiale care se pot folosi la realizarea dielectricilor prin evaporare. (a se vedea tabela 1).

*Tabela 1*

**Materiale folosite la realizarea dielectricilor prin evaporare**

| Felul materialului | Permitivitatea | Capacitatea pentru o peliculă groasă de 1 μ |
|---|---|---|
| Bioxid de siliciu ($SiO_2$) | 4 | 4 000 pF |
| Fluorură de calciu ($CaF_2$) | 5 | 5 000 pF |
| Fluorură de magneziu ($MgF_2$) | 5 | 5 000 pF |
| Fluorură de sodiu şi aluminiu ($3NaFAlF_3$) | 5 | 5 000 pF |
| Aluminat de magneziu ($MgAl_2O_4$) | 10 | 10 000 pF |
| Metasilicat de calciu ($CaSiO_3$) | 10 | 6 000 pF |
| Sticla | 5—8 | 5 000—8 000 pF |
| Bioxid de titan | 100 | 100 000 pF |
| Titanat de bariu | 1 000—2 000 | 1—2 μF. |
| Fluorură de cesiu | — | — |
| Sulfură de cadmiu | — | — |
| Bioxid de cesiu | — | — |
| Tantal | — | — |

Pînă în prezent, rezultate bune în realizarea prin evaporare a microcondensatoarelor s-au obţinut folosind SiO şi $SiO_2$.

Calităţi electrice corespunzătoare s-au obţinut folosind o viteză de evaporare de 10 la $15.10^{-7}$ mm/s şi presiunea de $1—3.10^{-5}$ torri, încălzind în prealabil plăcuţa suport.

În multe ţări cu o tehnică electronică avansată, au fost puse la punct diferite utilaje (sau tehnologii complet automatizate) necesare realizării prin depunere, prin evaporare sub vid, a straturilor subţiri dielectrice sau rezistive.

În ţara noastră, Institutul de Fizică din Bucureşti al Academiei Republicii Socialiste România a obţinut rezultatele remarcabile în efectuarea depunerilor prin evaporare pe plăcuţe suport pentru micropiese radioelectronice. Se va descrie în cele ce urmează mai în detaliu, unul din procedeele tehnologice prin care s-au obţinut microcondensatoare avînd ca dielectric SiO iar ca electrozi pelicule de Al.

Pentru depuneri au fost pregătite în condiţii speciale de acurateţă, plăcuţe suport de sticlă (lamele de microscop) bine şlefuite, degresate, spălate cu apă bidistilată şi uscate. Pentru a înlătura posibilitatea atingerii suprafeţelor plăcuţelor, s-a fixat în prealabil plăcuţa într-o ramă metalică; pe ea s-a fixat un cuptoraş de ceramică şi un termocuplu cu Cu-Constantan. S-a ales ca material pentru dielectric SiO, care se poate evapora relativ uşor şi are o structură omogenă precum şi parametrii fizici stabili la temperatura de lucru aleasă; acest material a fost obţinut în laborator dintr-un amestec de $Si + SiO_2$, sub formă de pulbere omogenizată şi încălzită într-un tub de cuarţ introdus într-un cuptor la aproximativ 1200°C.

Pentru realizarea electrozilor s-a ales Al. În instalaţia de evaporare sub un vid de $10^{-5}$ torri s-au montat în prealabil ansamblul format de placa suport de sticlă fixată în rama metalică avînd pe ea cuptoraşul de ceramică şi termocuplul, apoi un cuptoraş cilindric din tablă subţire de wolfram, avînd un fir spiral de Ø 0,6 mm din acelaşi metal în care s-a introdus apoi o cantitate dozată de SiO şi în sfîrşit încă un fir spiral de wolfram de Ø 0,8 mm pe care s-au fixat 3 cleme de contact din aluminiu.

Pentru a asigura o cît mai bună curăţire a plăcuţei suport din sticlă, s-a degazat suprafaţa acesteia prin încălzirea cuptorului la aproximativ 200°C şi s-a bombardat cu un curent de ioni de 30 μA şi tensiune de 1300 V; s-a folosit un ecran din duraluminiu cu 3 deschideri ce s-a putut manevra din afara instalaţiei de vid.

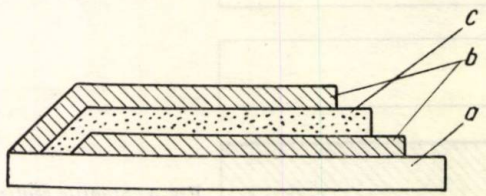



Fig. 2. *Microcondensator cu dielectric din SiO şi electrozi de Al.*
*a* — placă-suport de sticlă; *b* — electrozi din Al; *c* — stratul dielectric

Încălzind instalaţia pînă ce plăcuţa suport a ajuns la 200°C pe aceasta s-a depus prin evaporare mai întîiu un electrod de aluminiu într-un strat gros de aproximativ 1 micron, după ce prima deschidere a ecranului de duralumin a fost adusă în dreptul plăcuţei suport de sticlă. S-a mutat ecranul cu cea de a doua

deschidere în dreptul plăcuţei suport şi s-a efectuat depunerea de SiO într-un strat de aceiaşi grosime (1 micron). A urmat apoi mutarea celei de a treia deschideri a ecranului în dreptul plăcuţei suport şi pe aceasta s-a depus al doilea electrod de aluminiu de aceiaşi grosime cu primul.

După răcirea pînă la temperatura ambiantă şi întroducerea aerului în instalaţie s-a scos plăcuţa suport cu microcondensatorul obţinut. (a se vedea fig. 2)

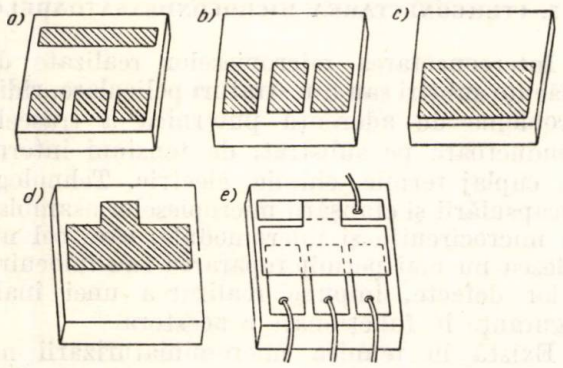



Fig. 3. *Stadiile succesive ale realizării microcondensatoarelor cu dielectric din fluorură de Mn prin evaporare*:

*a* – depunerea stratului aderent de Cr; *b* – depunerea electrodului de Au; *c* – depunerea fluorurei de Mg; *d* – depunerea electrodului comun; *e* – plăcuţa-suport cu 3 microcondensatoare

Pe fiecare din cei doi electrozi s-a fixat prin lipire cu un polimer cîte un electrod de contact din foiţă de cupru cu grosime de 0,05 mm şi pentru un bun contact electric s-a acoperit cu pastă de argint porţiunea electrodului de aluminiu rămasă descoperită precum şi contactul de cupru. Cu ajutorul unui microscop interferenţial se poate măsura grosimea stratului de SiO, care, raportată la timpul de depunere, dă indicaţii suficiente asupra vitezei de creştere a grosimii stratului dielectric; potrivit datelor din literatura de specialitate, la viteze mari de depunere se obţine o permitivitate mai mare (ex. la o viteză de depunere de 6,4 Å/s s-au obţinut un $\varepsilon$ de 2,20; la 17 Å/s un $\varepsilon$ de 2,95 iar la 42,9 Å/s un $\varepsilon$ de 4.).

Măsurile speciale de acurateţă luate pentru timpul evaporării împiedică formarea de mici găuri şi proeminenţe pe faţa depunerii, ceea ce ar produce scurtcircuitarea electrozilor de aluminiu. S-a observat o dependenţă lineară între grosimea stratului de SiO şi valoarea capacităţii raportată la unitatea de suprafaţă; astfel la grosimea de 2686 Å s-a obţinut o capacitate de $8{,}2 \cdot 10^3$ pF/cm$^2$ iar la 12864 Å o capacitate de $2{,}5 \cdot 10^3$ pF/cm$^2$. Pierderile în dielectric au fost găsite de ordinul $\operatorname{tg}\delta = 10^{-2}$ la frecvenţa de 1 kHz, iar tensiunele de străpungere mai mari decît 25 V.

Prin tehnica straturilor multiple se pot produce şi microcondensatoare cu valori mari ale capacităţii, întrucît în acest caz constituirea straturilor (a pachetelor de plăci) este posibilă. Tehnica straturilor multiple are însă dezavantajul că poate prezenta pericolul apariţiei unor capacităţi parazite; acest pericol poate fi micşorat prin mărirea straturilor peliculare izolatoare de SiO pînă la 3 microni.

Tehnologii similare variind de la material la material au dat rezultate convenabile; astfel în figura 3 se arată stadiile succesive ale procesului de fabricare ale condensatoarelor peliculare la care dielectricul este fluorura de magneziu iar electrozii sînt din aur:

— prin evaporare se depun terminale de crom şi aur;

— pe stratul de crom care este solid legat cu baza (avînd o bună aderenţă) se depun electrozii de aur;

— se depune fluorura de magneziu după ce microcondensatorul a fost ars timp de 30 s într-un cuptor la 300°C;

— se depune electrodul comun.

Pelicule mai puţin stabile la umezeală se pot obţine şi din sulfură de zinc.

Microcondensatoarele obţinute aşa cum s-a arătat mai sus trebuie protejate contra efectelor de umiditate şi altor agenţi externi; aceasta le dă o mai mare stabilitate în timp; protecţia se face prin acoperirea cu un strat rezistent la acţiunea factorilor externi numit strat de pasivizare şi etanşare; la microconden-

*Tabela 2*

**Caracteristicile microcondensatoarelor din peliculă subţire**

| Natura dielectricului | Electrozii | Permitivitatea $\varepsilon_r$ | Tensiunea de strapungere $E_D$ V/cm | Factorul de pierderi tg $\delta$ | Capacitatea obţinută la tensiunile de lucru | | Toleranţa de fabricaţie |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | 50 V | 5 V | |
| $Ta_2O_5$ | Ta, Au, Al | 25 | $2{,}6 \cdot 10^6$ | 0,08 la 0,8 (100 Hz la 100 kHz) | 0,005 | 0,005 | pînă la $\pm$ 0,5 % |
| SiO | Al | 6–7 | $2 \cdot 10^6$ | 0,05 | pînă la 0,02 $\mu$F/cm$^2$ | pînă la 0,1 $\mu$F /cm$^2$ | idem |
| $SiO_2$ | Al | 4 | $3 \cdot 10^6$ | 0,0008 | idem | idem | idem |
| $SiO_2O_3$ | Al | 4–5,5 | $1-2 \cdot 10^6$ | 0,01–0,001 | idem | idem | idem |

satoare peliculare pasivizate s-a obținut o variație a capacității de numai 5% într-o perioadă de funcționare de 4000 de ore.

Din datele enumerate mai sus rezultă cu prisosință că ceea ce determină în bună măsură valoarea capacității microcondensatorului este pelicula dielectrică. În tabela 2 se arată parametrii microcondensatoarelor realizate cu diferiți dielectrici.

2.2.2. *Dielectrici din oxid*

În urma multor încercări s-a constatat că tantalul se pretează mai bine decît alte materiale la realizarea peliculelor subțiri în vederea obținerii unor microcondensatoare cu valori mari (deși la început aplicarea unui electrod metalic pe pelicula de oxid de tantal conducea la scurtcircuite sau la tensiuni de străpungere reduse).

Tantalul este rezistent la coroziune și inert din punct de vedere chimic. El se acoperă pe cale naturală cu un strat de oxid (pentaoxidul de tantal — $Ta_2O_5$—) care poate fi folosit în bune condițiuni ca dielectric, peste el depunîndu-se apoi din nou metal. Procedeul de formare a oxidului dielectric poate fi controlat prin anumite procedee tehnologice.

Cu toate că pentaoxidul de tantal nu are o permitivitate prea mare ($\varepsilon = 26$), este totuși stabil și ușor de controlat. Un alt avantaj al folosirii tantalului este posibilitatea realizări unor suprafețe de egală grosime și cu o mare stabilitate la temperatură în domeniile folosite.

Prin procedee normale de evaporare, pe un substrat izolator se depune un electrod de Al. Substratul astfel format se așază într-o instalație de depunere prin dezintegrare catodică și se acoperă cu o peliculă de oxid de tantal de grosime pînă la 5000 Å, într-o atmosferă de oxigen la o presiune de $10^{-2}$ mm Hg. Substratul se readuce apoi din nou în instalația de evaporare unde un electrod de Al se depune de astă dată pe fața de deasupra a peliculei de oxid de Ta. La depunerea celor doi electrozi de Al se pot folosi măști după modelul dorit.

Pentaoxidul de tantal obținut prin oxidarea anodică permite folosirea tensiunii de lucru de 50 V; microcondensatoarele au o capacitate de 0,1 $\mu F/mm^2$; factorul de pierderi la 1 kHz s-a realizat mai mic de 1% (la 1 kHz, $tg\,\delta < 0{,}01$ și începe să crească simțitor pe la 10 kHz); coeficientul de temperatură este de $1{,}5-2{,}5 \times 10^{-4}$°C.

S-au obținut condensatoare unipolare cu straturi succesive de Ta—$Ta_2O_5$—Metal (Al, Au, Pt). Petru condensatoarele dipolare se conectează două asemenea straturi legate în serie prin electrodul comun de Au.

Ta are și un dezavantaj: nu se poate lipi și de el nu se pot fixa contacte din Ag și contacte din rășină epoxidică argintate. Din această cauză pentru conectare se folosește Au depus prin evaporare folosind masca. Un strat de crom între Ta și Au îmbunătățește aderența.

Au și Al sînt cele mai potrivite metale pentru electrozi în microcondensatoarele realizate prin evaporare cu pentaoxid de tantal.

Proprietăți superioare ale microcondensatoarelor la înaltă frecvență se obțin prin așezarea sub pelicula de tantal a unei foițe de Al sau printr-o succesiune Al—Al—Oxid—Al. În acest caz la frecvența de 1,5 MHz s-a măsurat $tg\,\delta = 0{,}02$.

## 3. ITERCONECTAREA MICROCONDENSATOARELOR

Interconectarea micropieselor realizate din plăcuțe subțiri sau din straturi peliculare, ridică probleme de aderență puternică a traseelor conductoare pe substrat, de tensiuni interne, de cuplaj termic, chimic, electric. Tehnologia încapsulării și etanșării micropieselor asamblate în microcircuite și micromodule, care cel mai adesea nu mai permit repararea sau înlocuirea celor defecte, impune realizarea unei înalte siguranțe în funcționare a acestora.

Există în tehnica microminiaturizării mai multe metode de lipirea conductoarelor electrice pe microcondensatoare sau microrezistențe: tehnica presării conexiunii pe pelicula subțire, lipirea cu ciocanul de lipit electric și lipirea cu fascicul electronic în vid.

Presarea conexiunilor pe pelicula subțire impune un control atent al foiții de presare, al realizării contactului electric perfect, al tensiunilor interne care iau naștere în material și al deformațiilor permanente.

Pentru lipire se poate folosi un ciocan de lipit electric cu acțiune continuă care are la vîrf un diametru de 0,75 mm și folosește o putere de 30—50 W pentru încălzirea masei tijei de Cu la o temperatură de 250—270°C. Ca aliaj de lipit se poate folosi aliajul pe bază de Sn—Pb (80% Sn și 20% Pb) sub formă tubulară cu diametrul exterior de 1—1,5 mm și diametrul interior de 0,5 la 0,75 mm astfel ca miezul de fondant (decapant activ) să reprezinte aproximativ 3% din greutatea totală a aliajului. Pentru coborîrea temperaturii de topire a aliajului de topit se adaugă la aliajul Sn—Pb pînă la 7% Sb; crește totodată rezistența lipiturii. În alte țări s-a experimentat cu succes pentru lipituri în montajele microelectronice aliajul Sn—Pb—Sb în procentele: Sn 35%, Pb 59%, Sb 6%. Mici adausuri de Ag la acest aliaj au condus la o bună rezistență la coroziune a lipiturii în medii agresive încercate mai ales în climatul tropical.

În tot timpul operației de lipire, aceasta este supravegheată printr-un microscop binocular (x20); diametrul conexiunii are grosimea aproximativă de ordinul 50 microni.

Pentru interconectarea plăcuțelor suport se metalizează în prealabil crestăturile care au fost

practicate pe marginea acestora cum s-a arătat mai sus şi prin care urmează să treacă conexiunile.

Metalizarea se face prin depunere electrolitică de Ni—Cr, pe care conductoarele, de obiceiu din Cu, aderă mult mai bine. Conductoarele pot fi realizate însă din 80% Au şi 20% Sn; în acest caz în locul Ni—Cr, pentru metalizare se poate folosi Cu. (Trebuie avut în vedere însă că la temperaturi mai ridicate, Cu se oxidează şi oxidul are tendinţa să degradeze sudura chiar cînd lipirea se face sub protecţia unui gaz cum ar fi azotul sau hidrogenul; Ni—Cr nu se oxidează la temperatura de 450°C timp de 10 minute cît durează operaţia). În ultimul timp s-au realizat instalaţii automate cu fascicul electronic în vid, pentru lipirea a pînă la 36 conexiuni pe o micropiesă cu peliculă subţire, fără a mai fi necesare crestăturile (decupările) pe marginile plăcuţelor suport pentru trecerea conexiunilor de interconectare.

Fasciculul electronic se formează într-o instalaţie adecvată prin difuzarea electronilor de la un catod încălzit. Fasciculul care este controlat de o grilă uşor negativată faţă de catod este accelerat spre anod, focalizat de bobine care formează o lentilă magnetică şi este apoi reflectat spre punctul de lipire. Fasciculul poate fi baleiat, se poate mişca de la un punct de lipire la altul, cu deconectare periodică sau nu, şi poate fi variat în intensitate după natura procesului.

### 4. DIELECTRICE DIN MATERIALE SEMICONDUCTOARE

O grupă de materiale care prezintă interes deosebit şi un domeniu larg de desfăşurare a posibilităţilor de realizare a microcondensatoarelor, fie separate, dar mai ales integrate în circuite solide, îl prezintă materialele semiconductoare Si şi Ge.

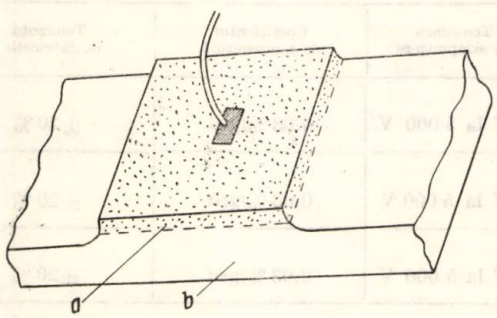



Fig. 4. *Microcondensator cu joncţiune p-n*
*a* — strat difuzat tip *p* sau *n*; cristal de tip p sau n.

Se ştie că o joncţiune semiconductoare p-n prezintă o însumare de capacităţi şi anume o capacitate de barieră, datorită sarcinii spaţiale acumulate în regiunea de trecere a joncţiunii (sarcină determinată de atomii de impuritate ionizaţi) şi o capacitate de difuzie, datorită sarcinii purtătorilor minoritari acumulaţi în exces în regiunile global neutre din punct de vedere electric [7].

Aceste capacităţi ale joncţiunii p-n pot fi folosite ca microcondensatoare cu un unghiu de pierderi convenabil şi proprietăţi corespunzătoare în înaltă frecvenţă numai la tensiuni inverse ($U < 0$). În figura 4 se arată un microcondensator cu joncţiune p-n. În acest domeniu

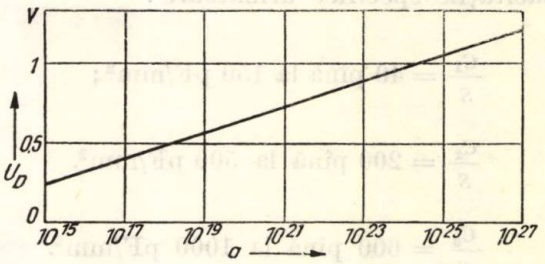



Fig. 5. *Diagrama variaţiei tensiunii de difuzie $U_D$ cu gradientul a al atomilor de impuritate*

de tensiuni capacitatea *Cd* este neglijabilă faţă de capacitatea *Cs*; în [1] se dau relaţii pentru calculul capacităţii *Cs*/mm² în cazul unei joncţiuni discontinui:

$$\frac{C_S}{S} = \sqrt{\frac{e\ \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{rel}}{2} \cdot \frac{1}{U_D - U} \cdot \frac{N_D \cdot N_A}{N_D + N_A}}$$

şi în cazul unei joncţiuni continue:

$$\frac{C_S}{S} = \sqrt[3]{\frac{\varepsilon_0^2\ \varepsilon_{rel}^2 \cdot e.\ a.}{12\ (U_D - U)}}$$

Tensiunea de difuzie în cazul unei joncţiuni discontinui este dată de relaţia:

$$U_D = \frac{KT.}{l} l \cdot n \cdot \frac{P_P}{P_n} = \frac{KT}{l} l \cdot n \cdot \frac{N_n}{N_p}$$

În relaţiile de mai sus:

$e$ = sarcina electronului;

$a$ = gradientul concentraţiei impurităţilor în joncţiune;

$\varepsilon$ = permitivitatea absolută (8,859 . $10^{-4}$ As/Vcm.).

$\varepsilon_{rel}$ = permitivitatea relativă;

$S$ = suprafaţa;

$U_D$ = tensiunea de difuzie;

$U$ = tensiunea exterioară la joncţiunea p-n;

$N_D$ = concentraţia donorilor;

$N_A$ = concentraţia acceptorilor;

$K$ = constanta lui Boltzmann (1,38.$10^{-23}$ Ws/grd);

$T$ = temperatura absolută;

$P_p$ = concentraţia golurilor în regiunea de tip p;

$P_n$ = concentraţia golurilor în regiunea de tip n;

$N_n$ = densitatea stratului de electroni în regiunea de tip n;

$N_p$ = densitatea stratului de electroni în regiunea de tip p;

Pentru joncţiunea cu distribuţia liniară a atomilor de impuritate se ia $U_D = f(a)$ ca în figura 5.

Microndensatoarelor pot fi astfel obţinute tehnologic folosind straturile de difuzie.

Capacităţile $C_1$ pînă la $C_3$ ale straturilor de baraj (fig. 6) au la tensiunea de $U = 0$ . V capacităţile specifice următoare :

$$\frac{C_1}{S} = 40 \text{ pînă la } 150 \text{ pF/mm}^2;$$

$$\frac{C_2}{S} = 200 \text{ pînă la } 500 \text{ pF/mm}^2.$$

$$\frac{C_3}{S} = 600 \text{ pînă la } 1000 \text{ pF/mm}^2.$$

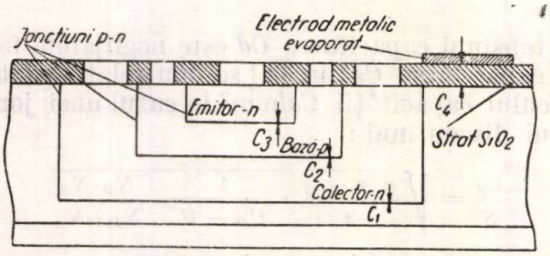



Fig. 6. *Capacitatea stratului de baraj a unei joncţiuni p-n într-un tranzistor prin difuzie n-p-n.* $C_4$ *este capacitatea între substrat şi o peliculă de metal evaporat pe stratul de* $SiO_2$.

În tabela 3 sînt arătaţi parametrii capacităţilor straturilor de baraj.

$C_4$ este o capacitate între substrat şi foiţa de metal depusă prin evaporare pe stratul subţire de $SiO_2$.

Formînd joncţiuni de Si cu o mare concentraţie de impurităţi pe ambele feţe ale joncţiunii se pot obţine capacităţi cu valori pînă la 100 nF/cm²; aceste condensatoare se străpung însă relativ uşor.

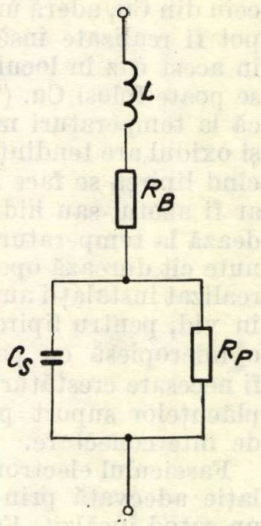



Fig. 7. *Schema electrică a capacităţii stratului de baraj;*

$C_S$ – capacitatea stratului de baraj; $R_D$ – rezistenţa dinamică inversă a joncţiunii p – n; $L$, $R_B$ – inductivitatea şi respectiv rezistenţa electrică

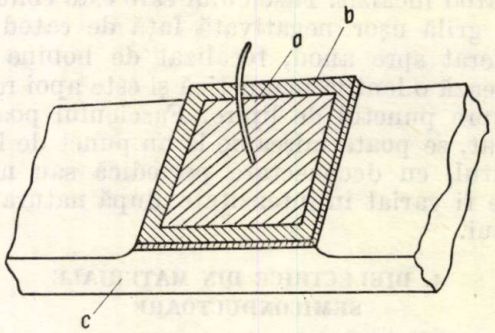



Fig. 8. *Microcondensator cu SiO*

Dacă se micşorează nivelul concentraţiei impurităţilor pe una din feţele joncţiunii, rezistenţa

*Tabela 3*

**Caracteristicile microcondensatoarelor realizate în blocuri semiconductoare**

| Capacitatea | Locul joncţiunii | Valoarea capacităţii | tg δ la $10^7$ MHz | Tensiunea de străpungere | Coeficientul de temperatură | Toleranţa de fabricaţie |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $C_1$ | joncţiune emitor-bază | 500 la 1 000 pF/mm² | $10^{-2}$ la $10^{-1}$ | 5 V la 5 000 V | 0,03 %/grd | ±20 % |
| $C_2$ | joncţiune bază-colector | 200 la 500 pF/mm² | $10^{-2}$ la $10^{-1}$ | 5 V la 5 000 V | 0,03 %/grd | ±20 % |
| $C_3$ | joncţiune colector-substrat | 50 la 150 pF/mm² | $10^{-2}$ la $10^{-1}$ | 5 V la 5 000 V | 0,03 %/grd | ±20 % |

La grosimea de 1 micron al stratului de $SiO_2$, $C_4$ are valoarea

$$\frac{C_4}{S} \approx 35 \text{ pF/mm}^2.$$

În figura 7 se arată schema electrică a capacităţii stratului de baraj.

la străpungere creşte iar capacitatea scade; astfel la 50 pF/mm² tensiunea este de 350 V iar la 1000 pF/mm² tensiunea este de aproximativ 5 V.

Un alt tip de condensator cu siliciu se formează prin oxidarea termică superficială a plăcuţei de Si şi folosirea acestui strat de oxid de grosimea aproximativă de 8000 Å, ca dielectric (fig. 8).

Peste acest strat de oxid care este în realitate un bioxid de siliciu stabil, se depune prin evaporare în vid o peliculă metalică ce formează contraelectrodul superior. S-au obținut astfel microcondensatoare cu valori pînă la 10 000 pF/cm²; ele au o mică sensibilitate față de tensiunea aplicată și sînt foarte stabile.

## 5. CONCLUZII

Ca o concluzie a celor expuse pînă aici rezultă că tehnologiile de realizare a microcondensatoarelor radioelectronice sînt în permanantă evoluție, cea a înglobării acestor micropiese (și microcircuitelor realizate cu ele) într-un cristal semiconductor realizînd încă de pe acum performanțe superioare celei a plăcuțelor subțiri sau a straturilor subțiri obținute prin evaporare.

(În tabela nr. 4 se arată comparativ caracteristicile microcondensatoarelor realizate în blocuri semiconductoare cu cele realizate în plăci sau pelicule subțiri).

O problemă ce își caută noi metode de rezolvare pe măsura micșorării micropieselor radio electronice este cea ridicată de disipația termică, ca urmare a densității de compactizare mereu crescînde a micropieselor în montaje. Pentru stadiul actual al posibilităților de compactizare, problema disipației termice a fost în general rezolvată datorită micșorării consumului de putere a fiecărei piese din microcircuit la ordinul microwaților; azi se încearcă obținerea puterilor de ordinul nW- pe micropiesă, ceeace ar apropia circuitele microelectronice de domeniul de putere al sistemelor biologice.

*Tabela 4*

**Compararea caracteristicilor microcondensatoarelor realizate în blocuri semiconductoare cu cele realizate din plăci și pelicule subțiri**

| | Valoarea capacității | |
|---|---|---|
| | microcondensatoare în blocuri semiconductoare | microcondensatoare din plăci și pelicule subțiri |
| Domeniul valorilor capacității | 10 la 1 000 pF/mm² (500 pF max.) | 50 la 5 000 pF/mm² (10 pF la 25 nF) |
| Coeficientul de temperatură | 0,03 %/grd | 0,03 %/grd |
| Toleranțele de fabricație | ±20 % | ±0,5 % |
| tg δ | $10^{-1}$ la $10^{-2}$ | $8{,}10^{-4}$ la $8.10^{-2}$ |
| Rezistența la străpungere | 5 la 50 V | 10 la 100 V |
| Curentul de scurgere | $< 10^{-9}$ A | $< 10^{-9}$ A |

## BIBLIOGRAFIE


[1] KOHLER E. — *Die Halbleiterblocktechnik, ein Weg zur Realisierung elektronischer Mikrosisteme''*. Nachrichtentechnik, (1964), nr. 12, pag. 441—446.

[2] DRĂGĂNESCU M. — *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*, Editura Academiei Republicii Populare Române, 1962, București.

[3] GARIBOTTI D.J. și Lee R. Ullery— *Production — line packaging of solide — State* circuits, Electronics, Vol. 37 (1964), 24 sept., pag. 73—79.

[4] BELEVTEV A. T. — *Microminiaturizația radioelectronnoi apparaturii*, Editura Energhia, Moscova, 1965.

[5] STONE Jr, H. A. — *A system of tantalum film microcircuity* Electronics Reliability and Microminiaturisation, (1962), nr. 1, pag. 171—176.

[6] CAROLL, W. N. — *Thinfilm microcircuit networks*, Electronics Reliability and Microminiaturisation (1962) nr. 1, pag. 163—169.

[7] DRĂGĂNESCU M. și A. VĂTĂȘESCU — *Asupra capacităților de difuzie ale dispozitivelor semiconductoare*, Automatica și Electronica (1962) nr. 6, pag. 246—250.

[8] KOHLER E. — *Die Dünnfilmtechnik, ein weg zur Realisierung electronischer Microsysteme*, Nachrichtentechnik (1964) nr. 11, pag. 401—406.

[9] SIKINA, T. V. — *High density tantalum — film microcircuits*, Electronics Reliability and Microminiaturisation, (1962) nr. 1, pag. 311—319.

[10] KRAHL, K. E. SCHLEICHER und W. PERTSCH — *Mikroelectronik auf der Bazis der Dünnschichttechnik* Nachrichtentechnik, (1965) nr. 8 pag. 207—292.

[11] FALTER M. — *Mikroelectronik, ein neuer Weg in der Schaltungstechnik*, Nachrichtentechnik, (1965) nr. 8 pag. 282—287.

[12] *** *Tantalschaltungen zweidimensional* Radiomentor, (1963), nr. 9, pag. 751—752.

[13] MANFILED HG. and A. LECHTFORD. — *Engineering and Microcircuits Module* Electronic Engineering-Octombrie 1963 vol. 35, pag. 428—440, London

[14] DRĂGĂNESCU, M. — *Din problemele microelectronicii* Automatica și Electronica, nr. 1 (1963), pag. 31—40.

[15] ARDENNE, M. von S. SCHILLER U. HEISIG. — *Spezielle tehnologische Ausrüstungen zur Herstellung von Dünschichtbauelementen*, Nachrictentechnik, nr. 8, (1965), pag. 306—314.

[16] SCHUEGRAF, K. H. — *Integrierte Microelectronische Schaltungen*, Internationale Electronische Rundschau, (1964) nr. 4 pag. 189—192.

[17] ARNOUS — *Anwendung der Mikroelectronik bei der Geräteentwicklung*, Funktechnik, (1965) nr. 14, pag. 542—543.

[18] DUMMER, G. W. A. Y. W. GRANVILLE. *Miniature and Microminiature electronics*, 1961, Sir Isac Pitman and Sons LDT, London.

[19] DRĂGĂNESCU, M.—*Asupra capacității de difuzie a unei joncțiuni pn*, Studii și cercetări de fizică, (1962) nr. 1

[20] BLACK, I. R. and WELCH H. W.— *Solid State integrated circuits development manufacture and application* Electronics Reliability and Microminiaturisation, nr. 2 (1962), pag. 177—188.

[21]. STAS 6360—61 — *Materiale și dispozitive semiconductoare, Terminologie.*

Ing. PETRU BOBOC

# Sistemul de comutaţie telefonică automată „Crossbar-Pentaconta 1000"

(Partea III-a)

## PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE AL SISTEMULUI „CROSSBAR-PENTACONTA"

Sistemul de comutaţie telefonică automată crossbar Pentaconta este un sistem electromecanic a cărui funcţionare este controlată de circuitul de registru.

O comunicaţie telefonică între două posturi se efectuează în acest sistem în mod automat, selecţia chematului efectuîndu-se după numărul format la disc de chemător şi sub controlul registrului care comandă acţionarea comutatoarelor crossbar din treptele de selecţie ale centralei.

Pentru sintetizarea şi clarificarea principiului de funcţionare al sistemului Pentaconta, în cele ce urmează se vor descrie trei cazuri de stabilire a comunicaţiilor telefonice locale şi anume :

— între două posturi telefonice conectate în aceiaşi centrală Pentaconta ;

— între două posturi telefonice conectate în centrale diferite Pentaconta care sînt interconectate între ele ;

— între două posturi telefonice, unul conectat într-o centrală Pentaconta şi celălalt conectat într-o centrală tip rotary sau pas cu pas, centralele fiind interconectate între ele.

## SELECŢIA ÎNTRE DOUĂ POSTURI TELEFONICE CONECTATE ÎN ACEIAŞI CENTRALĂ PENTACONTA LOCALĂ

Elementele constitutive principale ale centralei Pentaconta care participă la stabilirea comunicaţiilor telefonice locale sînt : elementul de selecţie de linie *SL*, elementul de selecţie de grup *SG*, markeri, căutătoare de registre, registre, fascicule conectoare etc. (fig. 1).

cundar. În figura 2 este reprezentat simplificat un element de selecţie de linie fără circuite de intr-ajutorare. Etajul primar cuprinde două elemente şi anume *selectoare de cincizeci de puncte SC* prin care se scurge traficul final spre posturile chemate conectate în selectorul terminal *ST* şi *căutătoare de apel CA* prin care se scurge traficul de plecare de

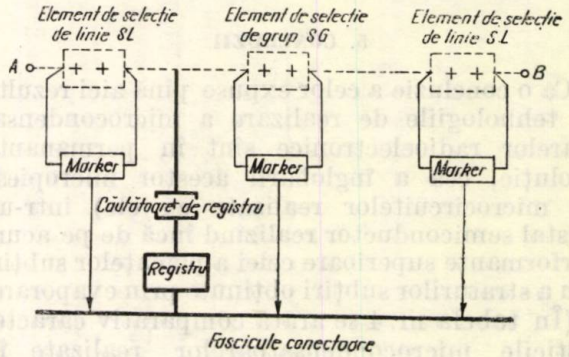



Fig. 1. *Schema de principiu a centralei locale Pentaconta*

la abonaţii chemători din acelaşi selector terminal *ST*. Din cele de mai sus rezultă că selectorul terminal *ST* constituie etajul secundar al elementului de selecţie de linie — utilizat atît pentru traficul de plecare cît şi pentru traficul final din grupa respectivă de abonaţi (echivalent cu căutătoarele combinate din sistemul rotary 7 D).

În figura 3 este indicată schema elementului de selecţie de linie cu circuite de într-ajutorare. Prin aceste circuite de într-ajutorare se permite o flexibilitate mai mare şi o utilizare mai bună a circuitelor şi elmentelor centralei. Astfel, dacă spre exemplu în cazul unui apel de intrare prin *SC* toate ieşirile de la primul comutator *A* din etajul primar spre comutatorul *A'* unde se găseşte postul chemat sînt ocupate, atunci prin circuitele de într-ajutorare se poate ocupa un circuit liber din comutatorul *B* al aceluiaşi etaj primar, spre comutatorul *A'*, pentru stabilirea comunicaţiei.

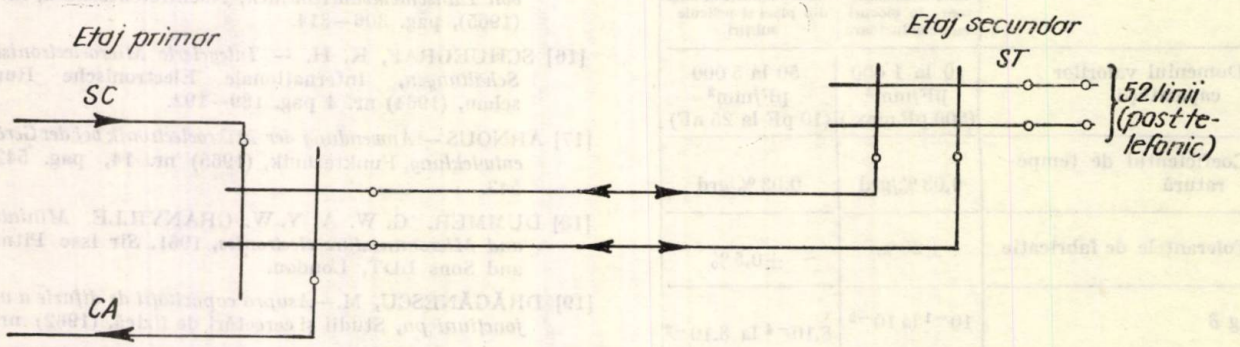



Fig. 2. *Schema elementului de selecţie de linie fără circuite de într-ajutorare*

În articolul *Caracteristicile şi elementele constitutive ale sistemului Pentaconta* (vezi revista Telecomunicaţii nr. 10/1965) s-au descris succint părţile componente şi rolul elementelor principale ale sistemului Pentaconta.

După cum s-a mai arătat, *elementul de selecţie de linie SL* este constituit din două etaje, primar şi se-

Schema elementului de selecţie de linie cu 1040 linii şi 4 secţiuni primare este reprezentată în figura 4. După cum se observă, cele 22 verticale (selectoare) ale etajului primar sînt ocupate astfel : 5 selectoare *SC* pentru traficul de intrare (terminal), 5 selectoare pentru traficul de ieşire din grupa elementului de selecţie şi 12 pentru circuite de într-ajutorare.

Cele 40 de ieşiri ale fiecărei secţiuni primare sînt conectate în grupe de cîte două în cele 20 de selectoare de 52 linii ale etajului secundar *ST*. În cazul considerat, rezultă că fiecare comutator *ST* este prevăzut cu 4 secţiuni primare × 2 circuite = 8 selectoare terminale, comune atît pentru traficul final intrat prin *SC* cît şi pentru traficul de ieşire prin *CA* din etajul primar al elementului de selecţie de linie.

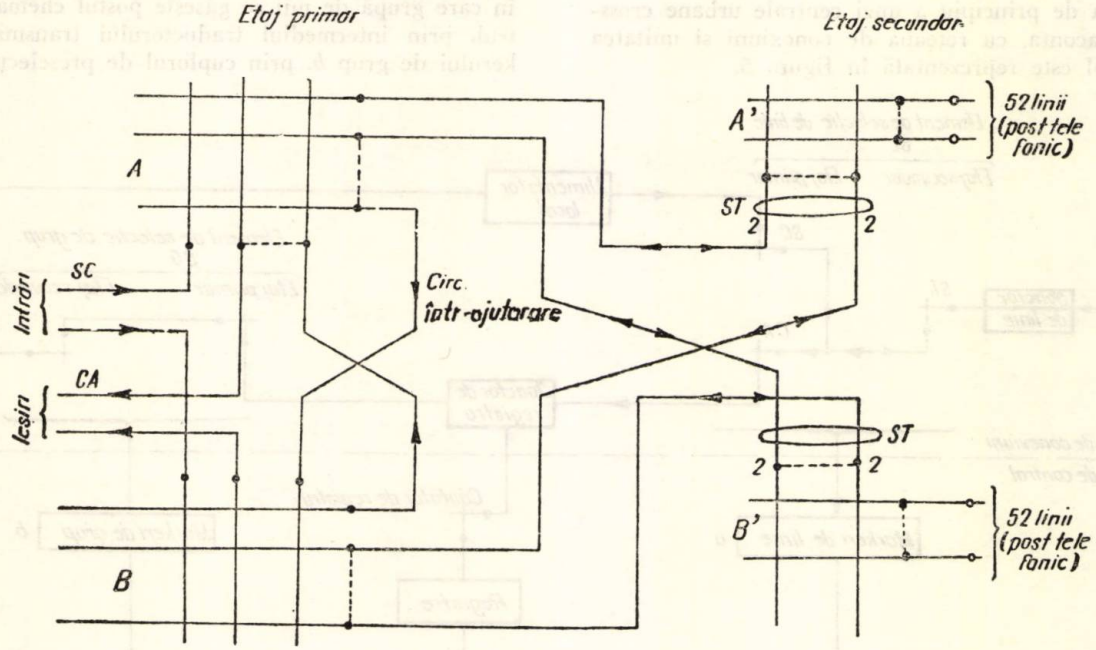



Fig. 3. *Schema elementului de selecţie de linie cu circuit de într-ajutorare*

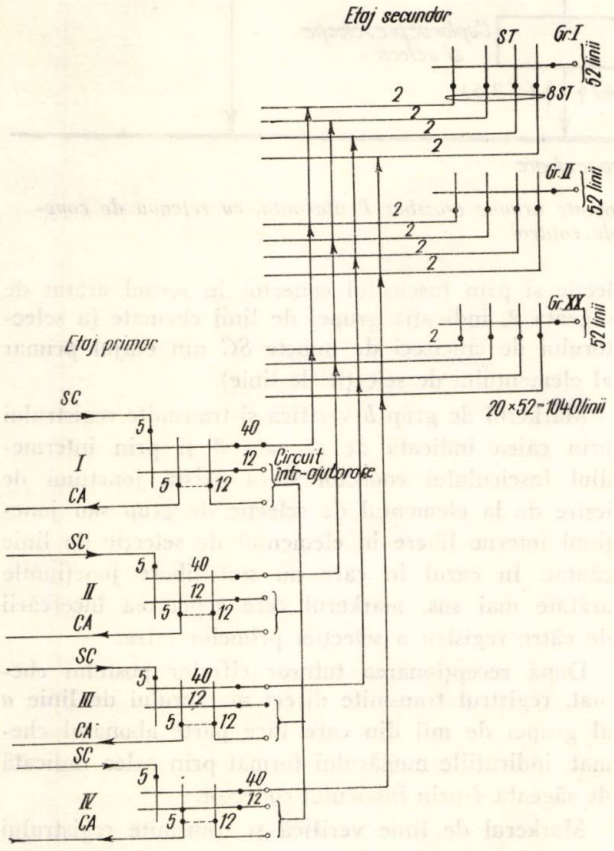



Fig. 4. *Schema elementului de selecţie de linie cu 1 040 linii şi 4 secţiuni primare*

Cazul studiat în figura 4 reprezintă un element de selecţie de linie de 1 040 linii cu trafic redus, avînd numai 4 secţiuni primare.

Pentru elemente de selecţie de linie cu trafic mai mare, numărul secţiunilor primare poate fi de 6 sau 8 secţiuni primare, în ultimul caz rezultînd un număr pentru comutatorul *ST* de $8 \times 2 = 16$ selectoare terminale *ST*. Rezultă că numărul selectoarelor terminale *ST* din elementul de selecţie de linie reprezintă jumătatea numărului secţiunilor primare din grupa considerată.

*Etajul de selecţie de grup SG*, după cum s-a arătat în articolul la care ne-am referit mai sus, este compus de asemenea din două etaje, primar şi secundar, în etajul primar fiind prevăzute şi circuite de într-ajutorare. Faţă de etajul de selecţie de linie *SL*, în etajul primar al elementului de selecţie de grup *SG* sînt conectate numai circuite de intrare iar la etajul secundar numai circuite de ieşire. Capacitatea elementului de selecţie de grup, în funcţie de numărul de linii al centralei telefonice, poate fi de 240, 520 sau 1 040 ieşiri.

Elementul de selecţie de grup poate scurge patru sorturi de trafic şi anume : local, de ieşire spre alte centrale, de intrare de la alte centrale şi de tranzit între diferite centrale.

Capacitatea teoretică a numărului de fascicule de ieşire a elementului de selecţie de grup este de circa 100, fiecare fascicul putînd avea un număr diferit de linii. Prin aşa numita *selecţie conjugată* din treapta de selecţie de grup se obţine o flexibilitate

și o utilizare sporită a ieșirilor, grupele de linii fiind grupe perfecte.

## Principiul de funcționare al selecției locale

Schema de principiu a unei centrale urbane crossbar Pentaconta, cu rețeaua de conexiuni și unitatea de control este reprezentată în figura 5.

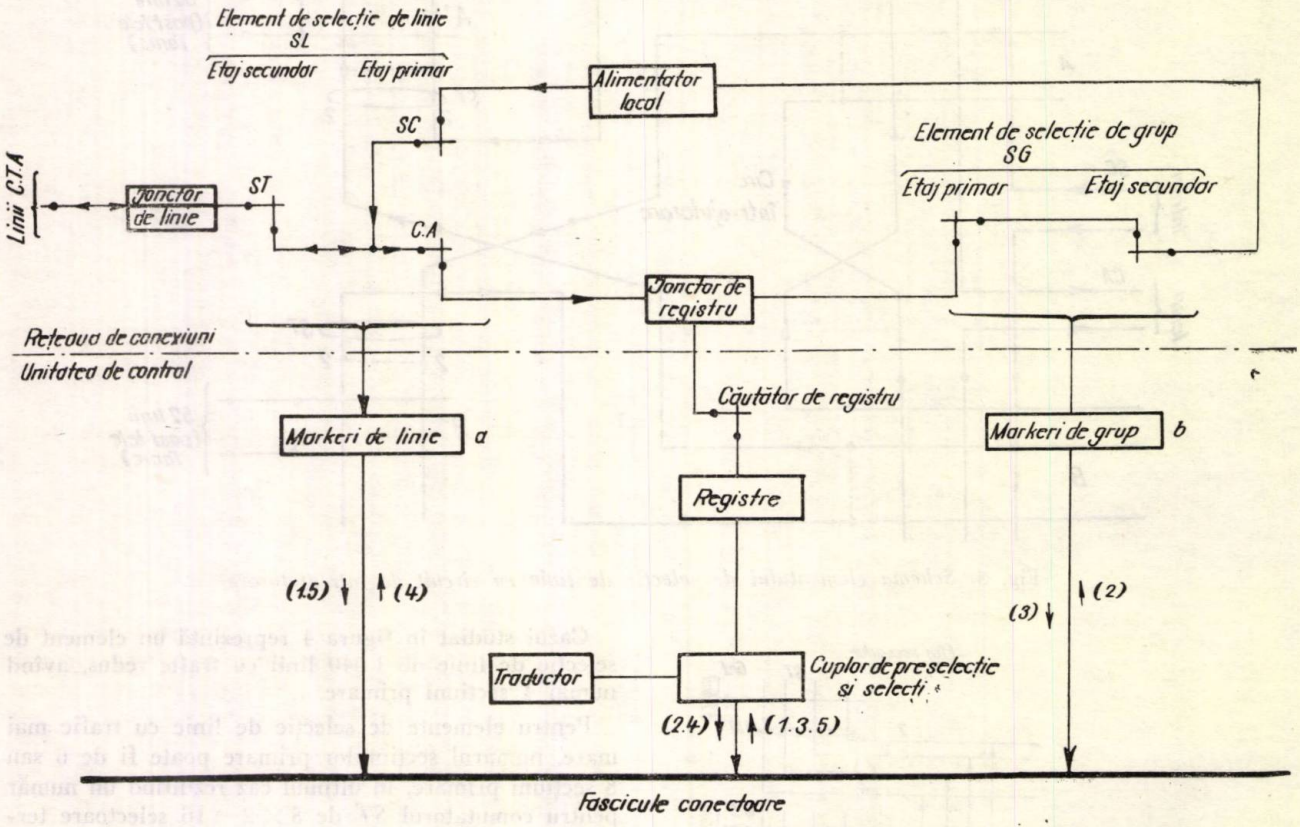



Fig. 5. *Schema de principiu a unei centrale telefonice automate urbane crossbar Pentaconta, cu rețeaua de conexiuni și unitatea de control*

La deschiderea aparatului telefonic de la postul chemător, se angajează un marker liber *a* din elementul de selecție de linie din care face parte postul chemător. Acesta marchează toate liniile chemătoare în același timp din grupa *SL*. Apoi pentru obținerea unui registru liber se caută un circuit liber între elementul de selecție de linie și de grup, adică un circuit care cuprinde : căutător de apel *CA*, joncțor de registru și un selector primar din *SL*.

Markerul, cunoscînd în acest fel terminalele de intrare și de ieșire libere în elementul de selecție de linie, provoacă ocuparea unui singur selector terminal *ST* prin care se stabilește legătura postului chemător spre circuitul de registru.

Simultan, markerul verifică categoria de linie a postului chemător (line normală de abonat, linie cu restricție la interurban etc.) și o transmite în registru prin fasciculul conector în sensul indicat de săgeata *1* și prin cuplorul de preselecție și selecție.

Aceste operații, ce au loc pînă la primirea tonului de formare a numărului de către postul chemător, se efectuează în circa 550 milisecunde.

Numărul postului chemat format la discul chemătorului este primit și înmagazinat în circuitul de registru.

După ce registrul primește un număr suficient de cifre capabile să determine dacă apelul este local și în care grupă de mii se găsește postul chemat, registrul, prin intermediul traductorului transmite markerului de grup *b*, prin cuplorul de preselecție și selecție și prin fasciculul conector în sensul arătat de săgeata *2*, indicația grupei de linii chemate (a selectorului de cincizeci de puncte *SC* din etajul primar al elementului de selecție de linie).

Markerul de grup *b* verifică și transmite registrului prin calea indicată de săgeata *3* și prin intermediul fasciculului conector dacă există joncțiuni de ieșire de la elementul de selecție de grup sau joncțiuni interne libere în elementul de selecție de linie căutat. În cazul în care nu sînt libere joncțiunile arătate mai sus, markerul cere repetarea încercării de către registru a selecției primelor cifre.

După recepționarea tuturor cifrelor postului chemat, registrul transmite direct markerului de linie *a* al grupei de mii din care face parte abonatul chemat, indicațiile numărului format prin calea indicată de săgeata *4* prin fasciculul conector.

Markerul de linie verifică și transmite registrului prin calea indicată de săgeata *5* și prin fasciculul conector categoria liniei chemate.

În acest fel se stabilește legătura telefonică între postul chemător și cel chemat, markerii de linie și de grup fiind ocupați circa 500 milisecunde.

Alimentarea în curent continuu a posturilor se realizează de la alimentatorul local care se însereză pe circuitul ocupat.

Față de sistemele rotative, unde selecția cifrelor se face cifră cu cifră, în sistemul crossbar Pentaconta selecția cifrelor se face simultan pentru un anumit grup de cifre, prin aceasta o parte din elementele unității de control fiind ocupate un timp foarte mic la stabilirea unei legături.

Linia chemată selectată poate fi găsită în trei situații : ocupată, liberă, sau în care nu poate fi chemată (abonat absent spre exemplu) :

*a)* În cazul *liniei ocupate,* markerul de linie *a* trimite prin calea *5* și prin fasciculul conector o indicație corespunzătoare registrului. Toate organele de selecție și din unitatea de control se liberează, abonatul chemător primind ton de ocupat din circuitul său de linie.

*b)* În cazul *liniei chemate libere,* în stabilirea legăturii se pot ivi următoarele situații :

— în elementul de selecție de linie să nu existe nici un circuit liber între selectorul terminal *ST* și selectorul de cincizeci puncte *SC.* În această situație markerul de linie *a* transmite pe calea indicată de săgeata *5* și prin fasciculul conector la registru un semnal care provoacă liberarea legăturii prin elementul de selecție de grup și de linie. Dacă nici în acest caz nu sînt circuite libere — joncțiuni — între etajele treptei de selecție de linie, registrul procedează ca și în cazul liniei chemate ocupate. (Acest principiu de funcționare este similar cu cel de la sistemul de comutație telefonică pas cu pas, cu diferența că la crossbar se repetă o dată efectuarea selecției. La sistemul rotary, selectoarele de grup se învîrtesc în continuare, de mai multe ori, pînă ce găsesc joncțiuni libere între treptele de selecție, postul chemător primind ton de ocupat numai în cazul cînd linia chemată este ocupată, ceea ce reprezintă un avantaj față de *pas cu pas* sau crossbar) :

— cînd în elementul de selecție de linie sînt circuite de legătură între *ST* și *SC,* selecția se efectuează normal și registrul comandă trimiterea semnalului de apel la postul chemat, chemătorul primind în același timp o tonalitate corespunzătoare (revers apel) ; în acest timp toate elementele din unitatea de control se liberează pentru alte apeluri.

La răspunsul postului chemat circuitul prin care s-a stabilit legătura este trecut în poziție de convorbire iar posturile chemat și chemător primesc curentul de alimentare de la alimentatorul local propriu al circuitului ocupat dintre treapta de selecție de grup și de linie.

*c)* În situația în care linia postului chemat este trecută în poziția — spre ex. — abonat absent, markerul de linie transmite prin calea indicată de săgeata *5* la registru un semnal corespunzător și registrul repetă selecția numărului chemat, dirijînd-o însă către un serviciu de informații care poate da relații.

La terminarea convorbirii, la închiderea oricăruia din posturi — chemător sau chemat a aparatului telefonic toate circuitele centralei se liberează ; dacă unul din ele se închide mai tîrziu, circuitul său de linie rămîne angajat și îi trimite ton de ocupat.

## Ordinea operațiilor principale care se efectuează în elementul de selecție de linie și de grup la stabilirea unei comunicații locale

a) *În elementul de selecție de linie SL (fig. 5)*

*1.* Cînd se produce un apel de la un post telefonic, dintr-o grupă de cincizeci de linii, aceasta devine grupă chemătoare.

*2.* Se caută secțiunile primare libere din elementul de selecție de linie care au circuite libere spre grupa de cincizeci de linii chemătoare.

*3.* Se caută un căutător de apel *CA* liber care să aibă acces la un registru liber.

*4.* Se marchează secțiunile valabile.

*5.* Se alege prin intermediul releelor comune un circuit liber din cele marcate mai sus în elementul de selecție de linie.

*6.* Apelul spre circuitul de registru are acces de la *CA* spre două cadre de căutătoare de registru.

*7.* Alegerea unui cadru de căutător de registru.

*8.* Verificarea și alegerea unui circuit de registru liber.

*9.* Alegerea unui căutător de apel *CA* și conectarea lui la registrul ocupat anterior.

*10.* Verificarea, ocuparea și conectarea la circuitul respectiv a unui marker liber din grupa elementului de selecție de linie *SL* din care s-a produs apelul.

*11.* Menținerea prin circuitul de registru a secțiunii primare alese și a markerului.

*12.* Marcarea tuturor liniilor chemătoare în același timp din grupa *SL.*

*13.* Marcarea tuturor grupelor de cincizeci de linii chemătoare din elementul de linie *SL* (1 000 linii) care au circuite libere în secțiunea primară lucrînd cu markerul.

*14.* Alegera prin marker a unuia din grupele de cincizeci de linii.

*15.* Alegerea unei linii chemătoare din grupa de cincizeci puncte care a fost aleasă anterior.

*16.* Alegerea unui circuit între etajul primar și secundar al elementului de selecție de linie *SL* adică alegerea unui selector terminal *ST.*

*17.* Verificarea acționării selectorului terminal *ST,* angajarea fasciculului conector pentru transmiterea categoriei liniei chemătoare și a numărului postului chemat.

*18.* Liberarea.

b) *În elementul de selecție de grup SG (fig. 5)*

*1.* Verificarea prin intermediul cuplorului de selecție a secțiunii primare din elementul de selecție de grup *SG.*

*2.* Ocuparea unui marker din secțiunea primară a *SG.*

*3.* Ocuparea unui cuplor a secţiunii primare din *SG* care a fost verificată anterior.

*4.* Ocuparea unui circuit din fasciculul conector.

*5.* Recepţia cifrelor cod care corespund cu joncţiunile de ieşire dorite (conform numărului format pentru postul chemat), verificarea recepţiei şi liberarea fasciculului conector.

*6.* Marcarea tuturor circuitelor de ieşire libere din *SG* care fac parte din fasciculul de circuite dorit.

*7.* Notarea secţiunilor secundare din *SG* care posedă joncţiuni libere de ieşire dorite şi care au acces prin circuite libere spre etajul primar al *SG*.

*8.* Alegerea uneia din secţiunile secundare libere din cele notate mai sus.

*9.* Alegerea unei ieşiri libere din etajul secundar al *SG*.

*10.* Verificarea şi eventual repetarea verificării joncţiunii de ieşire.

*11.* Alegerea unui circuit liber dintre etajul primar şi etajul secundar al elementului de selecţie de grup *SG*.

*12.* Verificarea legăturii stabilite anterior conform comenzii din registru.

*13.* A doua ocupare a fasciculului conector pentru selecţia de linie *SL*.

*14.* Stabilirea conexiunii.

*15.* Liberarea.

## SELECŢIA ÎNTRE DOUĂ POSTURI TELEFONICE CONECTATE ÎN CENTRALE PENTACONTA DIFERITE ŞI INTERCONECTATE ÎNTRE ELE

În figura 6 este reprezentată schema de principiu a două centrale telefonice automate urbane crossbar Pentaconta interconectate între ele, în care unitatea de control este reprezentată simplificat numai cu elementele care participă la stabilirea unei comunicaţii în sensul de la centrala *A* spre *B*. Acest lucru s-a făcut ţinînd seama că în sensul invers de stabilire a unei comunicaţii, de la centrala *B* spre *A*, operaţiunile sînt identice.

Faţă de modul de stabilire a unei comunicaţii între doi abonaţi conectaţi în aceiaşi centrală, în cazul de faţă — cei doi abonaţi chemător şi chemat, conectaţi în două centrale Pentaconta diferite — apare în plus transmisia de informaţii dintre centrale.

Aceste informaţii sînt de două naturi diferite : informaţii sau semnalizări de linie şi informaţii propriu-zise pentru selecţie.

Informaţiile de linie principale cuprind semnale pentru angajarea şi menţinerea unui circuit, semnalizarea răspunsului postului chemat şi semnalul de eliberare a circuitelor la sfîrşitul comunicaţiilor.

Informaţiile de selecţie conţin semnale prin care centrala de plecare este invitată să transmită o parte sau toate cifrele postului chemat, semnale de recepţie, de control şi de informaţii asupra naturii liniilor angajate etc.

Pentru a nu se interfera cu convorbirea propriuzisă, semnalele de linie utilizează fie semnale în curent continuu, fie în curent de 50 perioade/secundă, fie de frecvenţa cuprinsă între cele două benzi de convorbire pe circuitele cu căi multiple, sau semnale de frecvenţă vocală însă de bandă îngustă.

Semnalele de selecţie se transmit numai pe perioada stabilirii comunicaţiilor. În unele cazuri se utilizează aceleaşi semnalizări ca cele de linie, cu deosebire însă că durata de transmisie a semnalelor este mai mare.

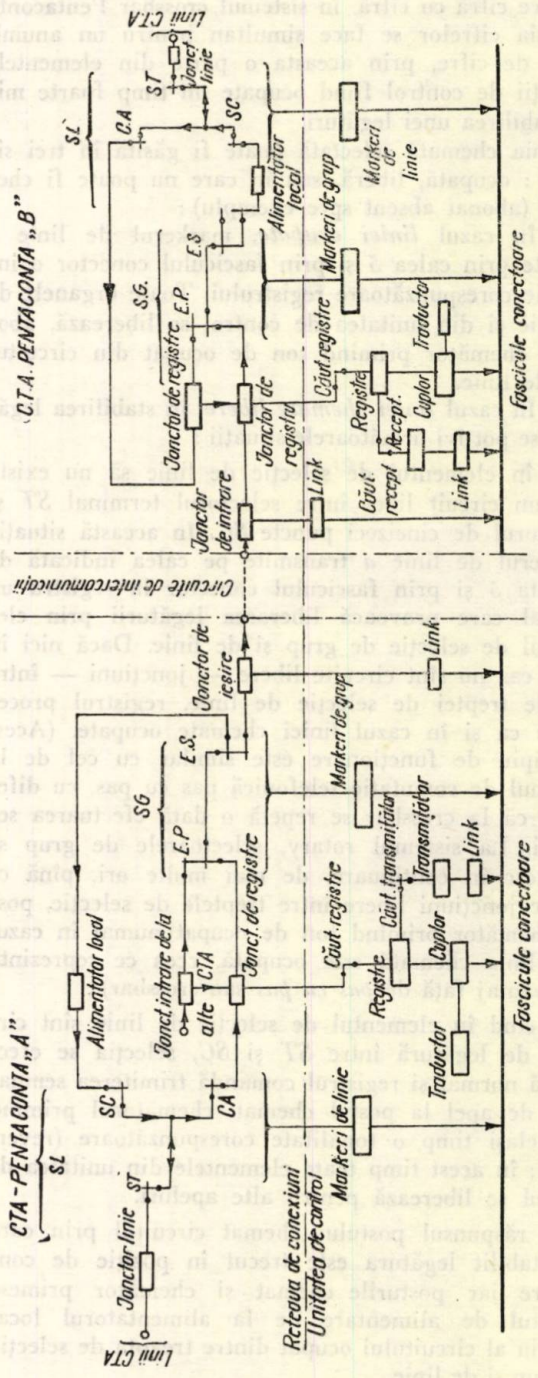



Fig. 6. *Schema de principiu a două CTA urbane crossbar Pentaconta interconectate între ele, în unitatea de control fiind reprezentate simplificat numai elementele ce participă la stabilirea unei comunicaţii în sensul A spre B*

Pentru ca semnalele de selecţie să fie mai sigure, se utilizează şi semnale de frecvenţă vocală, combinate într-un cod special de *2 din 5* sau *2 din 6* cu semnale de autocontrol.

În principiu, legătura dintre postul telefonic din centrala *A* şi cel din *B* se stabileşte astfel : postul chemător angajează un registru din centrala *A* în

care se primesc și înmagazinează cifrele postului chemat din centrala *B*. Primele cifre formate arată că apelul se va efectua către centrala *B* denumită centrală de sosire. Traductorul din unitatea de control a centralei de plecare, comandă markerului de grup să aleagă și să ocupe una din liniile de legătură libere din fasciculul către centrala de sosire *B*. Prin jonctorul de ieșire angajat se ocupă un circuit de registru liber din centrala de sosire, începînd schimbul de informații între cele două registre din centrala de plecare și cea de sosire privind diferitele semnale de începere a transmisiei cifrelor, pentru cifrele propriu-zise de selecție, semnale de control asupra recepției fiecărei cifre precum și de sfîrșitul selecției. Semnalele de linie și de selecție se transmit din centrala de plecare, sub controlul circuitului de registru, din transmițător. Recepția acestora se efectuează de către receptorul din centrala de sosire. Registrul din centrala de sosire comandă efectuarea selecției în elementul de selecție de grup și de linie într-un mod similar celui descris în capitolul precedent.

Sistemul Pentaconta permite realizarea unei rețele telefonice urbane complexe, prin care se pot efectua comunicații atît prin circuite de intercomunicații directe între diferite centrale cît și prin circuite de intercomunicații de tranzit, selecția efectuîndu-se în mod similar cu cel descris anterior și practic fără mărirea duratei de selecție.

## SELECȚIA ÎNTRE DOUĂ POSTURI TELEFONICE UNUL CONECTAT ÎNTR-O CENTRALĂ PENTACONTA IAR CELĂLALT — ÎNTR-O CENTRALĂ TIP ROTARY SAU PAS CU PAS

Fiind de o concepție nouă și trebuind totuși să poată fi introdus în rețelele telefonice existente, sistemul crossbar-Pentaconta a fost realizat astfel încît să poată conlucra atît cu diferite alte centrale Pentaconta cît și pentru a fi interconectate cu centrale mai vechi, cum ar fi cele de tip *rotary* sau *pas cu pas*.

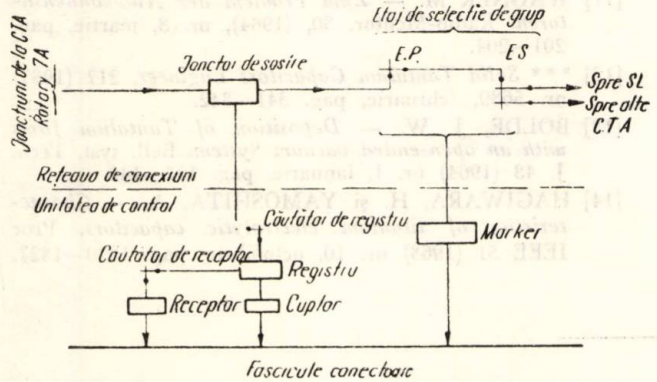



Fig. 7. *Schema de principiu a joncțiunilor de sosire și a etajului de selecție de grup inclusiv elementele rotary 7A și Pentaconta*

a) *Interconectarea cu sistemul rotary*

În figura 7 este reprezentată schema simplificată a unității de control privind jonctorul de sosire, inclusiv elementele pentru interconectare din centrala de sosire.

După cum este cunoscut, sistemul *rotary 7 A* este un sistem cu registru cu impulsuri inverse.

În cazul unei comunicații între un abonat dintr-o centrală tip *rotary* și unul din centrala *Pentaconta*, prin circuitul de intercomunicații impulsurile inverse,

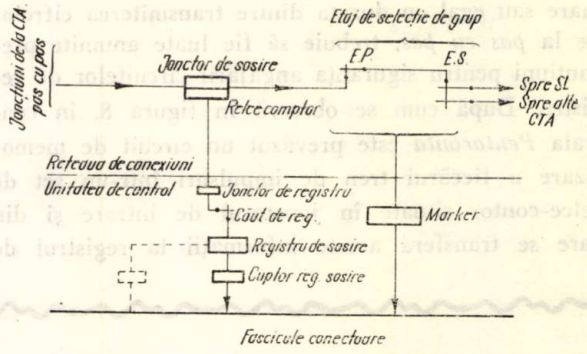



Fig. 8. *Schema de principiu a joncțiunii de sosire și a etajului de selecție de grup inclusiv elementele pentru interconectare între sistemul PAS CU PAS și Pentaconta*

care ar fi fost trimise de la selectorul rotativ de intrare în cazul cînd centrala de sosire ar fi fost de tip rotativ, sînt trimise în cazul considerat al centralei Pentaconta de sosire, din receptorul conectat la circuitul de registru.

În situația în care fasciculul de interconectare dintre centrala rotary și cea crossbar — Pentaconta ar avea un număr mare de circuite, pentru economie și simplitate în întreținere se pot introduce registre speciale de sosire care cuprind și elementele pentru transmiterea impulsurilor inverse, așa cum s-a explicat mai sus.

Comunicațiile în sensul invers, de la centrala crossbar-Pentaconta către centrala 7A, se realizează printr-un circuit special de registru care transmite impulsurile de selecție direct în codul pentru centrala rotary.

După cum se observă, sistemul Pentaconta a fost realizat în așa fel încît, la introducerea sa într-o rețea în care există și centrale de tip rotativ, interconectarea între cele două sisteme să fie rezolvată direct în centrala Pentaconta, fără modificări importante în centralele existente.

b) *Interconectarea cu sistemul pas cu pas*

În figura 8 sînt reprezentate elementele de interconectare din centrala Pentaconta din unitatea de control pentru joncțiunile de sosire de la centrala *pas cu pas*.

Interconectarea pentru apelul de ieșire de la centrala *Pentaconta* către cea *pas cu pas* (ale cărei selecții se efectuează fără circuit de registru, în sistem zecimal cu control direct) are loc prin utilizarea transmițătorilor zecimali asociați la circuitele de registru din centrala Pentaconta.

Acest transmițător provoacă deschiderea buclei circuitului de interconectare pentru comanda avansării selectoarelor în centrala *pas cu pas* și, de asemenea, determină pauza necesară între fiecare tren de impulsuri ale cifrelor formate la diverse pauze care permit căutarea de circuite libere între diferitele nivele de selecție din centrala *pas cu pas*.

Pentru apelurile de intrare de la centrala *pas cu pas* la centrala *Pentaconta*, ţinînd seama că prima nu are circuit de registru, iar impulsurile de selecţie se transmit direct de la disc şi că timpul de angajare al registrului din centrala *Pentaconta* este mai mare sau egal cu durata dintre transmiterea cifrelor de la *pas cu pas*, trebuie să fie luate anumite precauţiuni pentru siguranţa angajării circuitelor de registru. După cum se observă în figura 8, în centrala *Pentaconta* este prevăzut un circuit de memorizare a fiecărui tren de impulsuri într-un set de relee-contor situate în jonctorul de intrare şi din care se transferă aceste informaţii la registrul de sosire. Registrul este angajat la pornirea primului tren de impulsuri de la centrala *pas cu pas*.

Selecţia în continuare în centrala *pas cu pas* se efectuează în mod normal.

BIBLIOGRAFIE


[1] *Les circuites du système Pentaconta* — CGCT — Franţa.

[2] *Le système Pentaconta type 1 000* — Bell Téléphone — Belgia.

[3] BOBOC, P. *Aparate şi instalaţii de telefonie*, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1963.

[4] BOBOC, P. *Sistemul de comutaţie telefonică automată crossbar-Pentaconta 1 000* (partea I şi II). Telecomunicaţii (1965) nr. 8, pag. 293—300 şi nr. 10, pag. 390—393.


# Condensatorul electrolitic cu tantal-niobiu cu electrolit solid

*(Urmare din pag. 503)*

Pe baza încercărilor efectuate se poate aprecia că prototipurile executate pot fi folosite în bune condiţiuni la tensiune nominală şi temperatura +85°C.

Cu toate că impedanţa condensatoarelor electrolitice cu tantal niobiu realizate este încă mare — lucru datorat unor condiţii improprii în care s-a executat experimental operaţia de sinterizare, care este hotărîtoare în privinţa performanţelor dinamice ale condensatoarelor — există certitudinea că prin eforturi susţinute se vor obţine condensatoare electrolitice cu tantal niobiu cu electrolit solid la nivelul tehnic actual cel mai ridicat.

Eforturile colectivului de lucru, în viitor se vor îndrepta în sensul de a face un studiu amănunţit asupra duratei de viaţă a acestor condensatoare în vederea asigurării unei siguranţe de funcţionare ridicate pentru a putea fi folosite în bune condiţiuni în montajele profesionale.

BIBLIOGRAFIE


[ 1] THIENCHI, N. şi J. VEIGNOLLE — *O nouă piesă miniatură: Condensatorul electrolitic cu tantal.* L'onde Electrique (1955) mars—avril.

[ 2] DANZIN, A. şi N. THIENCHI — *Condensatoare*, L'onde électrique, 42 (1962), nr. 419, februarie.

[ 3] LEEFSTON, M. şi J. VERGNOLLE — *Condensatoare electrice cu niobiu*, Annales de Radioelectricité, nr. 69 (1962) iulie.

[ 4] BESSON, R. — *Les condensateurs et leur technique*, Paris, 1962.

[ 5] HENDRIUS, H., S. BOONE und V. VOETEN, EINSHOVEN *Condensatoare cu electrolit solid pe bază de aluminiu, Bulletin de l'association Suisse des électriciens* (1963) nr. 2, pag. 27—76.

[ 6] HEINRICH, WILHELM und WOLFGANG KAMPEZYK. *Comportarea condensatoarelor electrolitice într-un domeniu larg de temperaturi şi frecvenţe.* Siemens Zeitschrift 30 (1956) Jahrgang-sept. Heft 9, Seite 449, bis 456.

[ 7] HEINRICH, WILHELM — *Comportarea condensatoarelor electrolitice cu tantal într-un domeniu larg de frecvenţe şi temperaturi.* Siemens Zeitschrift (1963) Martz, Heft 3.

[ 8] ZAKGEIM, L. N. — *Elektroliticeskie condensatorî*, Gozenergoizdat, Moskva, 1963.

[ 9] ERDEY-GRÚZ, TIBOR és SCHAY GÉZA — *Elméleti Fizikai kémia*, II kötet — Tankö nyvkiado, Budapest, 1954.

[10] KEIL, R. G. and R. E. SALOMON — *Anodic Oxide Films on Vanadium*, Journal Of Electrochemical Society (1965) vol. 112, nr. 6, june.

[11] WAGNER M. — *Zum Problem der Niobkondensatoren.* Radio-Mentor, 30, (1964), nr. 3, martie, pag. 201—204.

[12] *** *Solid Tantalum Capacitors Engineer*, 217 (1964) nr. 5639, februarie, pag. 341—342.

[13] BOLDE, J. W. — *Deposition of Tantalum films with an open-ended vacuum System*, Bell. syst. Tech. J. 43 (1964) nr. 1, ianuarie, pag. 127—142.

[14] HAGIWARA, H. şi YAMOSHITA, A. — *Characteristics of titanium electrolytic capacitors*, Proc IEEE 51 (1963) nr. 10, octombrie, pag. 1320—1327.

# Note tehnice externe

### Experimentări ale sistemului SECAM

Primul emiţător care transmite programe de televiziune în culori după sistemul SECAM funcţionează la Paris, cu titlu experimental, din noiembrie 1964. Emiţătorul este construit de firma C. F Thomson-Houston, are o putere de 2 kW şi funcţionează în banda IV. Rezultatele satisfăcătoare ale funcţionării sale şi calitatea superioară a recepţiei în zonele cu intensitate de cîmp suficientă au fost raportate la conferinţa CCIR de la Viena.

Cea mai interesantă probă asupra compatibilităţii sistemului SECAM a fost făcută în Franţa în cursul lunii ianuarie 1965 : fără ştirea telespectatorilor s-au intercalat, timp de 1—2 ore pe zi, în cinci zile consecutive, emisiuni în culori şi nici o reclamaţie din partea posesorilor de televizoare alb-negru nu a parvenit la ORTF pentru aceste emisiuni.

(Din „L'Onde électrique", 1965, ianuarie)

### Al 2 000-lea brevet al CSF

Întreprinderea CSF, în cadrul căreia s-a elaborat sistemul de televiziune în culori SECAM, a sărbătorit în noiembrie anul trecut al 2 000-lea brevet de invenţie depus de tehnicienii acestei firme. Primul brevet datează din 1908, iar ultimele 1 000 brevete au fost depuse între 1953 şi 1964. Printre tehnicienii societăţii figurează 11 inovatori cu peste 50 brevete — citäm cîteva nume bine cunoscute ca Chiveix, Ortusi, Vasseur — 31 inovatori cu 21—50 brevete etc. În Franţa acordarea unui brevet dă garanţia statului în ceea ce priveşte originalitatea propunerii. Un număr tot mai mare de cercetări sînt întreprinse în prezent cu colaborarea statului, care îngrădeşte astfel drepturile întreprinderilor de a exploata brevetele cumpărate de la salariaţii lor.

(Din „L'Onde électrique", 1965, ianuarie)

### Un nou disc de apel telefonic

După mai mulţi ani de cercetări, firma Siemens a adus unele perfecţionări discului de apel telefonic, impuse de creşterea numărului de convorbiri zilnice ale fiecărui abonat. De la 200 000 rotaţii, cît era considerată viaţa minimă a unui disc în 1938, azi s-a ajuns la 1 200 000 ca o exigenţă normală. Statisticile germane arată că această cifră este atinsă numai în 1,5% din cazuri în 10 ani de serviciu ; 75% din aparate fac mai puţin de 10 000 rotaţii pe an. Noul disc are o finete de execuţie sporită (1 micron) la mecanismul de frînare, iar lagărele sînt executate din bronz impregnat sub vid cu un lubrifiant special. El a fost probat la 1 200 000 rotaţii cu deplin succes.

(Din „Revue Siemens", 1965, aprilie)

### Televiziunea în avion

Avioanele Boening 707 ale societăţii Americane Airlines, sînt echipate cu televizoare pentru pasageri, cu ecran de 23,5 cm — cîte un televizor pentru două persoane în avioanele de lux, cîte unul pentru nouă persoane în avioanele obişnuite. Se recepţionează emisiunile de televiziune de pe sol sau se redau filme de pe magnetoscop. Fiecare avion poate da şi privelişti din zborul său, avînd o cameră de luat vederi cu teleobiectiv. De asemenea, fiecare pasager poate asculta în cască la alegere un program de muzică uşoară sau de muzică clasică stereofonică.

(Din „Television" 1965, februarie)

### Curs de radiotehnică televizat

Radioteleviziunea franceză a introdus din primăvara anului acesta un curs de radiotehnică televizat, pentru telespectatori şi profesionişti. Cursul explică funcţionarea echipamentului de televiziune, metodele de măsură şi de analiză subiectivă, dă lecţii de construcţie practică, ajunge să trateze şi probleme ca utilizarea liniilor de test sau developarea filmelor cinematografice. Lecţiile au loc săptămînal şi durează o oră ; ele vor fi difuzate şi în alte ţări vecine cu Franţa.

(Din „Radio et TV", 1965, martie)

### Nou tip de aparat telefonic

Un nou tip de aparat telefonic, propus de firma Siemens & Halske, are forma unei cutiuţe cu adîncituri în care contactul se realizează la o apăsare uşoară — un progres faţă de claviatură — şi este prevăzut cu un dispozitiv de memorare şi repetare a numerelor ocupate. Aparatul are după dorinţă microreceptor sau microfon şi difuzor.

(Din „Revue du son", 1965, ianuarie)

### Antene diazigzag

Un nou tip de antenă de dimensiuni foarte reduse pentru unde centimetrice este prezentată în literatura tehnică engleză. Pornind de la antena zigzag — constituită dintr-o linie frîntă plană cu laturi egale cu 0,6λ şi pasul de 0,2λ, avînd în spate un reflector plan pus la pămînt — se propune unirea mijloacelor laturilor zigzagului printr-o tijă metalică. Se realizează pe de o parte o mai bună rigiditate mecanică, pe de altă parte uniformizarea fazei curenţilor din laturi produce o lărgire a benzii de lucru. Sînt posibile două variante : cu tija legată electric de conductorul central al cablului coaxial de alimentare sau cu tija legată de reflectorul plan ; cea dintîi asigură şi o ameliorare importantă a raportului de undă staţionară, în general rău la antena zigzag. Cîştigul antenei diazigzag cu 6 „dinţi" este de 15—17 dB, cu 2—3 dB mai mare decît al antenei zigzag, iar plaja de frecvenţe de lucru creşte de la 13% din frecvenţa centrală la 20% din această frecvenţă. O teorie completă a noului tip de antenă ar fi foarte dificilă, dar măsurările experimentale au dat rezultatele interesante de mai sus.

(Din „Proceedings of the IEE" 1965, mai)

### Rezistenţe cu coeficient de temperatură pozitivă, utilizate ca sesizoare de temperatură

Întreprinderea Siemens a realizat rezistenţe, cu coeficient de temperatură pozitiv foarte mare şi consum propriu mic, pe bază de titanat de bariu. Aceste materiale care au avut ca punct de plecare ceramica feroelectrică, prezintă, în afară de proprietăţi feroelectrice şi o valoare mare a constantei dielectrice ε, cu valori de ordinul a 10 000.

Prin impurificarea cu stibiu în reţeaua bariului, acest material ceramic izolant trece în stare de semiconducţie şi prezintă o dependenţă extrem de mare a rezistenţei în funcţie de temperatură. Prin adaosuri corespunzătoare de stronţiu sau plumb, există posibilitatea stabilirii domeniului de lucru al rezistenţei, în mod continuu între —50°C şi +250°C.

Variaţia mare a rezistenţei deasupra punctului Curie este determinată de către formarea unor potenţiale de baraj, la limitele cristalitelor acestui material ceramic policristalin. Straturile de baraj sînt conţinute într-o substanţă cu permitivitate mare, a cărei valoare scade mult peste punctul Curie. Scăderea acestei valori determină o creştere a înălţimii stratului de baraj dintre cristalite şi deci o creştere a rezistenţei materialului ceramic, deoarece purtătorii de sarcini trebuie să învingă aceste bariere de potenţial, pentru a putea circula de la o cristalită la alta. Această creştere a rezistenţei, cauzată de straturile de baraj, este dependentă de tensiune, adică rezistenţele de acest fel prezintă şi proprietăţi de variator.

Rezistenţele prezentate sînt foarte indicate ca sesizoare extrasensibile de temperatură, în special pentru cercetări ştiinţifice şi medicale. De asemenea ele pot să fie utilizate ca detectoare de înaltă frecvenţă şi, pentru recep-

toarele de radiaţii. Rezistenţele cu punct Curie mai ridicat sînt utilizate pentru protejarea motoarelor electrice împotriva supraîncărcărilor (montate direct între bobine).

(Din „Elektronik", 1964, martie)

### O nouă magistrală de radiorelee străbate Africa

O întreprindere franceză a realizat în Africa — mai precis în Mozambic — o lungă magistrală de radiorelee (cea mai lungă pînă în prezent) între capitala Lourenco-Marques şi importantul port de la Beira.

Legătura este telegrafică şi telefonică, de înaltă calitate şi a fost realizată în cadrul modernizării poştelor şi telecomunicaţiilor acestei ţări. Lucrarea este foarte modernă şi utilizează mijloace tehnice puse la punct cu ajutorul Centrului Naţional de Studii de telecomunicaţii. Această arteră de telecomunicaţii are peste 1 000 km cu numai trei staţii intermediare, amplasate la Namaocha, Movernia şi Monti Xiluvo.

Conform datelor oficiale, magistrala cuprinde tronsoane importante, de 400 şi 440 km străbătînd vastele suprafeţe de păduri impenetrabile, depăşite însă prin tehnica „transorizont" care trece peste limitele vizibilităţii optice, prin utilizarea difuziunii troposferice.

Această reţea lucrează în gama de 830...960 MHz. şi are 60 de canale.

Dispune de o putere de 1 kW în emisiune şi necesită antene parabolice de 20 m în diametru — fiind adoptată o diversitate cvadruplă.

Antenele utilizate sînt instalate direct pe un dig de pămînt, mai puţin pe turnuri înalte şi costisitoare şi totuşi nu există perioade improprii care să împiedice legături ce pot ajunge la 200 km, în condiţii satisfăcătoare.

Succesul obţinut de întreprinderea menţionată se datoreşte şi tetrodelor sale ceramice, utilizate în procesul de stabilizare a frecvenţei, de amplasare parametrică, de antene cu mare randament şi înaltă directivitate.

Astfel s-a deschis o nouă cale de telecomunicaţii în locuri inaccesibile şi în pustiuri, pentru realizarea unor scopuri umanitare.

(Din „Radio Industria" 1965, iunie)

### Catometrul semiautomat cardmatic

În străinătate s-a realizat catometrul **cardmatic** astfel încît toate conexiunile la tuburi, aplicarea tensiunilor necesare şi comutarea domeniilor de măsurare ale aparatului de măsurat sînt efectuate semiautomat de un comutator cu program. Acest comutator, care poate fi livrat şi separat, este prevăzut cu 186 contacte, care pot fi încărcate pînă la 10 A fiecare. El este comandat de o cartelă cu perforaţii, care se introduce direct în deschizătura comutatorului şi care, prin intermediul unui electromagnet, acţionează contactele programate de cartelă. Datorită acestui fapt, manipularea catometrului este foarte simplu, sigură şi rapidă. Un alt avantaj constă în faptul că pentru fiecare tip de tub electronic se realizează un montaj special de verificare. Astfel, spre exemplu, pentru producerea tensiunii de grilă există rezistenţe care pot fi eşalonate pînă la 50 kΩ în trepte de cîte 10Ω. În funcţie de programare, tensiunea de grilă poate fi preluată potenţiometric în trepte fixe de 0,1 V, pînă la maximum 100 V.

(Din „Internationale Elektronische Rundschau", 1964, decembrie)

### Sistem de control al circulaţiei

Sistemul de control Emvac propus în S.U.A. este constituit de o reţea de emiţătoare pentru controlul circulaţiei şi receptoare-transmiţătoare montate pe fiecare vehicul. La recepţia informaţiei transmise automat, conducătorul vehiculului este avertizat printr-un semnal acustic fie asupra nerespectării regulilor de circulaţie, fie asupra unui punct de circulaţie periculoasă.

Un generator de ton montat pe vehicul alimentează instalaţia numai în cursul deplasării vehiculului. La recepţia semnalelor de la posturile de emisie fixe de către receptorul-transmiţător, semnalul acustic este comutat automat pentru a da informaţia necesară conducătorului de vehicul.

Există trei canale de frecvenţe transmise. Pe canalul întîi se transmite un ton ridicat intermitent, semnalizînd depăşirea vitezei de 60 mile/h. Pe canalul doi se transmite un ton jos continuu pentru avertizarea conducătorului că a depăşit viteza de 35 mile/h ; dacă se aude acest ton cu intermitenţă, înseamnă că drumul din faţă este dificil. Pe canalul trei un ton jos cu pauze mari înseamnă necesitatea opririi ; un ton intermitent este folosit pentru conducerea cu grijă şi un ton intermitent cu succesiune foarte rapidă este folosit pentru alarmă.

Se preconizează că această metodă poate fi extinsă pentru semnalizarea abaterii de pe linia centrală a părţii carosabile, pentru trecerea peste semnale avertizoare etc.

(Din „Electronics", 1964, decembrie)

### Arc pentru susţinerea muncitorului la înălţime

S-a propus un nou dispozitiv de siguranţă care îi dă muncitorului la înălţime mai multă libertate de acţiune şi îl apără mai bine de cădere.

Dispozitivul reprezintă un ax fixat pe un cercel. Pe ax se roteşte liber un tambur pe care este înfăşurat un cablu. Un capăt al cablului este fixat pe tambur iar celălalt la cordonul muncitorului. În interiorul tamburului se află un arc cu capetele fixate la tambur şi ax. Dispozitivul este montat la înălţime, pe construcţie în apropierea locului de muncă. Cînd muncitorul se îndepărtează de dispozitiv, cablul iese liber din el, dar arcul se strînge mai tare. Cînd se apropie, arcul, rotind tamburul, trage cablul înăuntru.

Dacă muncitorul a căzut, cablul se desfăşoară tot mai repede, rotind tamburul.

Clicheţii speciali, care în poziţie obişnuită sînt strîns lipiţi la tamburul care se roteşte încet cu ajutorul unor arcuri mici, ies în afară sub acţiunea forţei centrifuge şi împinge opritorul fixat la cercel. Desfăşurarea cablului se întrerupe imediat. Încercările în producţie au arătat, că în toate cazurile înălţimea căderii nu depăşeşte 60 cm.

(Din „Ohrana Truda i soţialnoe strahovanie", 1964, martie)

## *Referate*

CARLIN, H. J. **Perspective noi în teoria reţelelor,** IEEE Transactions on circuit theory, CT-11 (1964), septembrie, nr. 3, pag. 324—326.

În industria teoriei circuitelor electrice se pot distinge mai multe perioade : o perioadă preclasică, reprezentată de Kirchhoff, Campbel Heaviside şi Pupin, aceea a descoperirii legilor fundamentale şi oarecum particulare ale reţelelor şi a folosirii unui limbaj matematic relativ simplu, apoi perioada clasică, întinzîndu-se aproximativ între 1924—1954, perioadă în care prin contribuţiile lui Carson, Cauert, Guillemin, Bode etc. s-a constituit o teorie unitară şi completă a circuitelor cu constante concentrate sau distribuite şi s-au creat unelte matematice apropiate bazate pe calculul matricial, în fine, o nouă perioadă începînd în deceniul trecut, perioadă în care concepţia despre reţelele electrice a fost revoluţionată. Această nouă perioadă aflată în curs dă azi, prin realizările din primul său deceniu, posibilitatea să se întrevadă constituirea unei sinteze mai largi înglobînd şi probleme distincte de domeniul circuitelor electrice pasive

O reţea electrică este, sub forma cea mai generală, o structură în care energia electromagnetică se propagă între diverse porţi (zone de contact cu exteriorul). Studierea reţelei înseamnă stabilirea relaţiilor posibile între diversele mărimi ataşate fluxului de energie electrică şi măsurabile la aceste porţi. Astfel teoria reţelelor include sistemele de control, cavităţile folosite în microunde, cir-

cutiele integrate și microminiaturizate, amplificatoarele parametrice, dispozitivele cuantice, oscilatoarele Cerenkov etc. cărora nu li se mai pot totdeauna găsi circuite echivalente RLC. Problema circuitelor echivalente care se cerea rezolvată în cadrul clasic prin determinarea elementelor cu constante concentrate constitutive, se pune într-o formă mai generală ca o problemă de realizabilitate fizică : domeniile în frecvență în care exisența rețelei nu contrazice postulatele generale ale fizicii (cauzalitate, liniaritate, entropie pozitivă etc.). Această idie, a realizabilității rețelelor, a fost tratată riguros de Youla, Castriota, Carlin, care a definit o matrice de difuzie reală și o matrice de impedanțe reală în domeniul frecvențelor, necesare și suficiente pentru satsifacerea postulatelor fizice. În acest domeniu mai rămîn de dezvoltat sub formă axiomatică teoriile rețelelor nelineare și cu elemente variabile în timp. Se așteaptă ca în scurt timp să se stabilească criterii generale de realizablitate în care condiția de pasivitate să nu mai fie pusă, ducîndu-se consecințele condițiilor de liniaritate și cauzalitate cît mai departe posibil. Astfel, s-a studiat sinteza circuitelor liniare active cu elemente negative și s-au introdus ele mente ideale, ca nulatorul (scurtcircuit și gol în același timp) și noratorul (monoport nereciproc), drept elemente necesare pentru sinteza celui mai general sistem liniar.

În fond se întrevede aici o axiomatizare a teoriei circuitelor obiectul noilor studii ne mai fiind circuitele însele sau clasele de circuite, ci proprietățile și condițiile de existență ale circuitelor, întocmai cum geometria axiomatică nu are ca obiect figurile geometrice ci aserțiunile făcute despre figurile geometrcie.

Pentru a generaliza metodele teoriei circuitelor este necesar să se poată construi modele de rețele pentru diverse sisteme fizice, lucru efectuat de curînd pentru rețelele cristaline și efectul Cerenkov. La fel se pot trata prin intermediul teoriei liniilor problemele de interacțiune între unde și învelișuri de plasmă sau propagarea ionosferică a undelor miriametrice. O extindere recentă a metodelor teoriei rețelelor în electromagnetică folosește ideia liniilor cu elemente parametrcie și generalizează diagrama Brillouin pentru rețele periodice invariante în timp spre a descrie propagarea în medii cu constante variabile periodic în timp și spațiu.

Aspectele axiomatice ale noilor teorii ale rețelelor se manifestă și prin efectuarea de studii asupra proprietăților generale (cîștig-lărgime de bandă) ale diporților fără o cunoaștere apriorică a structurii lor detaliate : teoria lui Bode-Fano extinsă la circuite cu rezistențe negative și la amplificatoarele cu diode tunel, precum și rezultatele obținute pentru amplificatoarele parametrice cu varactoare sînt exemplu de aplicații de acest fel.

Un alt domeniu în care se dezvoltă teoria generală a rețelelor este teoria invarianțelor. În 1954, Mason, a determinat un invariant legat de pierderile de inserție ale unui diport nereciproc disipativ introdus într-o structură reciprocă fără pierderi, arbitrară. Această idee a fost reluată de exemplu, pentru optimizarea inserțiilor de ferită în ghidurile pentru microunde și pentru determinarea proprietăților de pierderi minime ale circuitelor nereciproce cu semiconductoare bazate pe efectul Hall.

Tot pe linia stabilirii formelor generale ale dependențelor dintr-o rețea, fără a cunoaște structura de detaliu — și fără a se ajunge la relații cantitative precise — se situează deducerea conceptelor de impedanțe din teorema lui Poynting, generalizările teoremei reactanțelor a lui Foster pe baza proprietăților variaționale ale integralelor de energie, stabilirea realizabilității din condițiile de liniaritate și de conservare a energiei, stabilirea proprietăților calitative ale structurilor ce conțin medii giromagnetice pe baza legii reciprocității a lui Lorentz și principiului ireversibiltății a lui Onsager, deducerea relațiilor de zgomot în circuitele cu amplificatoare liniare din principiul nedeterminării și din considerente de mecanică cuantică. Pe de altă parte, pentru unele clase de structuri de linii de transmisiunc s-a putut face o tranziție către structuri distribuite prin aplicarea transformării Richards, iar cele mai recente studii în această direcție urmăresc includerea circuitelor cu linii de transmisiune încărcate cu sarcini concentrate într-o teorie a rețelelor cuprinzînd funcții de două variabile frecvențe complexe.

Exemplele de mai sus ilustrează fecunditatea noilor idei din teoria rețelelor și caracterul de generalitate mult mai larg pe care această teorie îl poate căpăta azi. Aceasta nu înseamnă însă că sînt zdruncinate cuceririle teoriei clasice ci, dimpotrviă, linia dominantă rămîne stabilirea relațiilor între mărimile fizice măsurabile la intrările și ieșirile unui multiport.

BECKMANN, P. **Efectul de umbrire a suprafețelor neregulate,** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP 13, (1965), nr. 3, mai, pag. 384—388, 2 fig., 5 ref. bibl.

Dacă se neglijează efectul de umbrire datorit părților mai proeminente ale unei suprafețe rugoase cînd este iluminată de o undă înclinată, se interpretează eronat fenomenul de reflexie pe acea suprafață. Se poate evalua reflexia introducînd o funcție de umbrire egală cu 1 în porțiunile luminate și cu zero în cele umbrite și integrînd pe suprafața reflectantă considerată. Puterea medie reflectată este în prima aproximație proporțională cu patratul funcției de umbrire pentru unda coherentă și cu funcția însăși pentru unda difuză. Se examinează sub o formă mai riguroasă funcția de umbrire depinzînd de unghiul de incidență în cazul în care suprafața este o funcție aleatorie de coordonatele din planul orizontal. Problema este bidirecțională, umbrirea nefiind dependentă statistic de direcția perpendiculară pe proiecția direcției de propagare. Funcția de umbrire este probabilitatea ca un punct de abscisă zero să fie umbrit de un obstacol de abscisă mai mare ca zero, probabilitate crescîndă o dată cu unghiul de incidență și cu înălțimea cvasimaximă a obstacolelor. Cunoscînd densitatea de probabilitate a înălțimilor, putem deduce funcția de umbrire, avînd ca parametru o mărime depinzînd de această distribuție.

Difuzia pe o suprafață rugoasă depinde de iluminare, întrucît distribuția înălțimilor iluminate diferă de distribuția globală a înălțimilor. Deducînd-o din aceasta cu ajutorul teoremei lui Bayes și ținînd seama că partea iluminată este compusă din fîșii distanțate între ele sufcient pentru a asigura necoerența, se poate determina lungimea medie a porțiunii iluminate și funcția de undă difuzată. Metoda și rezultatele obținute se generalizează ținînd seama că nu numai unda incidentă ci și cea reflectată este întreruptă de umbra rugozităților ; în acest caz funcția de umbrire este produsul celor două funcții de umbrire distincte, respectiv patratul funcției de umbrire în cazul reflexiei carteziene.

Limitarea fizică este dată în primul rînd de difracția în jurul micilor muchii care face ca funcția de umbră să aibă valori locale nu numai egale cu zero sau unu ci și intermediare în zonele de penumbră. Astfel, singurele limitări importante sînt cele datorate opticii geometrice.

BOLSAKOV, I. A. și REPIN, V. G. **Problemele filtrării neliniare. Cazul multidimensional,** Avtomatika i telemehanika 25 (1964), nr. 12, decembrie, pag. 1665—1669. 6 fig., 10 ref. bibl.

În ultimul timp prezintă un mare interes problema măsurării (filtrării) optime a unui parametru aleatoriu variabil cu statistică prescrisă, codificat într-un semnal ce reprezintă un amestec de componente utile și perturbații de fluctuație. În tehnica telecomunicațiilor și în alte domenii ale tehnicii este necesară adesea reproducerea simultană a unei grupe de asemenea parametri. Astfel de exemplu, poate fi necesară transmiterea printr-o cale de telecomunicație a cîtorva comunicări sau măsurarea simultană a cîtorva coordonate ale unei instalații (obiect). Se analizează cazul unui număr mare de parmetri și se discută cîteva semnale — purtătoare aplicate la intrare (cazul cel mai răspîndit în practică). Se rezolvă problema filtrării unui număr de 1 procese-parametri aleatorii corelați, de tip Gauss, incluși neaditiv într-un nu-

măr m de semnale — purtătoare, arbitrare. Se prezintă operatorii filtrării optime şi realizarea lor sub forma unui sistem de urmărire multiplu. Se arată realizarea unor discriminatoare complexe şi a unor circuite de filtrare, precum şi dfieritele lor aplicaţii în radiotehnică.

JOHNSON, J. E. **Procese fizice în tranzistoare cu efect de cîmp cu poartă izolată,** Solid-State Electron., 7 (1964) nr. 12, decembrie, pag. 816—871, 6 fig., 25 ref. bibl.

Se calculează caracteristicele curent-tensuine ale tranzistoarelor cu efect de cîmp cu poartă izolată, pentru valori diferite ale raportului dintre grosimea izolantului şi cea a semiconductorului. Comparaţia rezultatelor experimentale cu cele calculate pentru tranzistoarele cu peliculă de sulfură de cadmiu arată o bună concordanţă între cele două situaţii. S-au luat în considerare efectele produse de divizarea de tensiune între izolant şi semiconductor, de stările suprafeţei, de donorii parţiali ionizaţi şi de rezistenţa de contact. Dispozitivele experimentale cu peliculă de CdS şi cu un izolant-poartă de SiO necesită un model în care se presupune că există donori parţial ionizaţi într-un strat foarte subţire la suprafaţa de separaţie CdS—SiO ; aceşti donori sînt generaţi de interacţiunea dintre CdS şi SiO.

SMITH, BRUCE, **Avantajele tranzistoarelor cu efect de cîmp, în ceea ce priveşte zgomotul redus,** Electronics, 37 (1964), nr. 31, decembrie, pag. 58—62, 11 fig., 1 tabl., 1 ref. bibl.

Una din cauzele care justifică utilizarea crescîndă a tranzistoarele cu efect de cîmp şi cu o realizarea constructivă de tip metal-oxid-semiconductor, se referă la nivelul foarte redus al zgomotului pe care ele îl introduc în circuit. Zgomotul introdus de acest tip de tranzistor are două componente : una dependentă de impedanţa de emitor şi una independentă de aceasta. Componenta dependentă de rezistenţa de emitor poate fi foarte mică, chiar pentru valori mari ale acestei rezistenţe. Se descriu cîteva scheme în care se obţin un factor de zgomot redus la impedanţe mari şi anume : repetorul pe emitor al cărui dezavantaj principal se leagă de faptul că amplificarea mică nu asigură un raport suficient de bun semnal zgomot, precum şi scheme de amplificare în cascadă. Se prezintă o metodă de calcul a factorului de zgomot pentru aceste scheme.

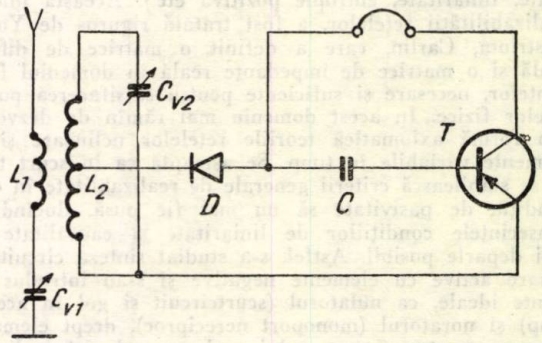
KOLK, PAUL, E. şi MALOFF, IRWIN A. **Utilizarea tranzistoarelor cu efect de cîmp la amplificatoarele de înaltă frecvenţă,** Electronics, 37 (1964), nr. 31, decembrie, pag. 71—74, 5 fig., 2 tabl., 5 ref. bibl.

Studiul comparativ al proprietăţilor care fac posibilă utilizarea tranzistoarelor cu efect de cîmp şi respectiv a tranzistoarelor cu structuri obişnuite, la realizarea unor amplificatoare de înaltă frecvenţă, porneşte de la stabilirea unui factor de calitate pentru fiecare tip, respectiv de la definirea unei frecvenţe la care amplificarea de putere scade la unu. Studiul comparativ întreprins pentru un tranzistor cu efect de cîmp, avînd un factor de calitate de 900 MHz, urmăreşte o serie de parametrii, dintre care amplificarea maximă ce se poate obţine, comportarea în prezenţa fenomenelor de intermodulaţie şi a distorsiunilor respective, factorul de zgomot etc. Studiul comparativ pune în evidenţă avantajele utilizării tranzistoarelor cu efect de cîmp.

**Utilizarea undei purtătoare la alimentarea colectorului unui tranzistor,** Radio télévision pratique, (1964), nr. 168.

Unda purtătoare modulată în amplitudine, a unei staţii de emisiune radio, face să apară după detecţie, efectuată de dioda *D* (v. schema) în afara semnalului de joasă frecvenţă şi o tensiune continuă. Această tensiune continuă poate fi în cazuri determinate atît de mare încît să poată alimenta colectorul unui tranzistor *T* (v. schema). Semnalul de joasă frecvenţă aplicat la baza tranzistorului va fi amplificat astfel de acesta.

Bineînţeles că în această situaţie trebuie să se ia toate măsurile ca pierderile în circuite şi piese să fie cît mai mici, bobinele $L_1L_2$ să aibă un factor de calitate cît mai ridicat, colectorul de unde — antena — să fie bine degajat şi eficient.




În montajul original publicat în revista Radio television pratique, nr. 168, 1964 se dau următoarele date : *D* — diodă cu germaniu tip OA70 sau 13P1 ; *T* — tranzistor tip OC70, OC71, 2N524 sau 2N525 (amplificatoare de joasă frecvenţă) ; $L_1$ — bobină de 110 spire, conductor de cupru 0,6 mm Ø, izolat 2 × bumbac, diametrul bobinei 50 mm ; $L_2$ — bobină de 90 spire, conductor de cupru 0,6 Ø, izolat 2 × mătase, diametrul bobinei 50 mm, cu priză pentru dioda *D* la cea de a 35 spiră, de jos ; $C_{v1}$ — condensator variabil cu aer, 1000 pF (două condensatoare de 500 pF montate în paralel) ; $C_{v2}$ — condensator variabil, cu aer, 500 pF ; C — condensator fix 2 F, hîrtie.

PETROV, A. P. **Posibilităţile pe care le oferă perceptronul,** Izv. AN SSSR, Teh. Kibernetika (1964), nr. 6, nov.—dec., pag. 72—80, 3 fig., 3 tabl., 12 ref. bibl.

În ultimul timp se acordă o deosebită atenţie modelizării proceselor de instruire. Se analizează rezultatele lucrărilor privind studierea amănunţită a echipamentelor de tip perceptron care au proprietatea de a fi instruite pentru recunoaşterea unor imagini geometrice. Se descriu rezultatele unor serii de experienţe efectuate cu un model de perceptron, precum şi rezultatele rezolvării unor probleme simple cu ajutorul perceptroanelor. Se prezintă de asemenea o analiză teoretică a perceptronului, în scopul descrierii unei clase de probleme pe care poate să le rezolve acesta. Se analizează cazul perceptroanelor cu distribuţie uniformă a intrărilor unui număr de A elemente pe reţea şi se arată că, cu acest tip de perceptroane, problemele pot fi rezolvate prin intermediul unui algoritm de suprapunere, simplu. Se arată conexiunile diferitelor elemente ale perceptronului, diferite exemple de rezolvare etc.

YASUDA, JOJI, **Structura stratului Es din ionosferă în cursul nopţii,** Radio Res. Labor. 11, (1964), nr. 56, iulie, pag. 163—180, 17 fig., 2 tabl., 12 ref. bil.

Studiul condiţiilor de propagare a undelor scurte prin ionosferă, a înlesnit o serie de observaţii efectuate asupra stratului E, cu cele două componente ale sale, dintre care una, denumită Ess, nu există decît noaptea, transformîndu-se apoi într-un strat cu proprietăţi corespunzătoare celeilalte componente. Studiul stratului Ess a fost realizat utilizînd ecoul unor unde scurte emise vertical, respectiv cîmpul creat de semnalele reflectate. La baza acestor măsuri experimentale, au putut fi determinaţi coeficienţii de reflexie şi de transmisie. Pe baza observaţiilor s-a dedus că acest strat are o densitate de electroni mult mai mare decît a straturilor din jur, are o

formă pe care apar striații paralele datorate vîntului și o grosime medie între 13 și 30 m.

BOLOTIN, D. N. **Metoda grafelor generalizate și utilizarea ei pentru calculul schemelor de radio,** Radiotehnika, 20 (1965), nr. 1, ianuarie pag. 18—24, 5 fig., 4 ref. bibl.

Se discută posibilitatea realizării modelelor geometrice ale instalațiilor electronice pornind de la calculul principalelor circuite ale echipamentului.

Acest mod de tratare a problemei oferă posibilitatea de a reprezenta instalațiile sau sistemele electronice prin intermediul diagramelor, avînd ponderea arcelor reprezentată prin coeficienții de transmisie și vîrfurile diagramei numeric egale cu elementele schemei.

Cu ajutorul acestui tip de diagramă se pot obține rezultate foarte apropiate de calculul instalațiilor și sistemelor care se află sub acțiunea unor factori perturbatori.

ILINOVA, T. M. **Interacțiunea undelor într-o linie cu constante distribuite și cu pierderi neliniare,** Radiotehnika i electronika 9, (1964), nr. 12, decembrie pag. 2078—2087, 4 fig., 8 ref. bibl.

Una din proprietățile importante ale mediilor active neliniare este aceea de a forma impulsuri de formă dreptunghiulară, cu amplitudine constantă. Se arată că impulsurile formate în astfel de sisteme nu sînt staționare, ci se lărgesc, se îngustează, sau chiar dispar. Pentru explicarea acestor fenomene se studiază formarea impulsurilor staționare, considerate ca un efect al interacțiunii dintre undele directe și cele reflectate. Se studiază analitic cazul unei linii infinite, precum și cel al unei linii limitate la unul din capete, acest caz referindu-se în special la reflexia undelor la capătul lăsat în gol al liniei. Se arată că durata impulsurilor reflectate scade sau crește după reflexie, în funcție de faptul dacă amplitudinea impulsului incident era mai mare sau mai mică decît o valoare de prag.

HOGG, D. C. și SEMPLAK, R. A. **Studiu experimental asupra antenelor tip cassegrain pentru cîmpuri apropiate,** Bell Syst. Tech. J., 43 (1964), nr. 6, noiembrie, pag. 2677—2704, 15 fig., 17 ref. bibl.

Antena tip Cassegrain pentru cîmpuri apropiate este un sistem cu reflector dublu, care în forma sa cea mai simplă utilizează paraboloizi cu același focar. Aceste antene sînt alimentate de un tren uniform de unde, spre deosebire de antenele Cassegrain standard care utilizează un subreflector hiperboloidal, iradiat de o undă sferică. Se descriu experiențele prin care s-au obținut informații experimentale asupra valorii cîștigului și a caracteristicii de radiație în cazul ambelor tipuri de antene Cassegrain. În toate cazurile, randamentul antenelor este de aproximativ 50%. Se analizează zgomotul care apare în cazul diverselor metode de montare a subreflectoarelor. În anexele articolului se discută problema zgomotului produs de liniile de transimisuni și în mediul din jurul antenei.

DORSCHE, D. **Amplificatorul parametric cu zgomot foarte mic folosit ca preamplificator în unde ultrascurte,** Funkschau, 37, (1965), nr. 1, pag. 9—12, 16 fig. 1 tabl.

Amplificatoarele parametrice echipate cu tuburi, tranzistoare sau diode tunel, își extrag puterea utilă dintr-o sursă de curent continuu, sub forma unor cuante cu energie a unei oscilații electromagnetice de o anumită frecvență. Datorită metodei folosite, limita de sensibilitate este determinată numai de pierderile proprii ale amplificatorului, obținîndu-se astfel un factor de zgomot foarte mic. Se descrie modul de lucru al amplificatorului, indicîndu-se schemele de principiu și echivalente ale acestuia. Se prezintă un amplificator parametric pentru banda 144...146 MHz cu frecvența de pompaj de 550 MHz și cu o putere utilă a sursei auxiliare de pompare de crica 5 mV. Amplificarea obținută este de 21 dB, cu un factor de zgomot de 1,38 kTo. Se dă schema completă, indicîndu-se valorile tuturor elementelor componente, modul de amplasare a elementelor. De asemenea se dă schema de construcție a ansamblului mecanic și de reglaj al aparatului.

KING, D. G. **Măsurarea întîrzierilor și fenomenele de dispersie în liniile de întîrziere cu cuarț,** Marconi Rev., 27 (1964), nr. 155, pag. 188—201, 8 fig., 2 ref. bibl.

Liniile de întîrziere funcționînd în domenii de frecvență peste 10 MHz sînt realizate cu cuarț și se prezintă de obicei sub forma unei bare de cuarț avînd la cele două capete cîte un traductor piezoelectric. Semnalul electric aplicat traductorului de la intrare se transformă într-o undă acustică cu o viteză mult mai mică de deplasare prin cuarț, iar la ieșire este din nou transformat într-un semnal electric. În afara rezultatului de decalare în timp a semnalului, apare un fenomen de dispersie caracteristic, datorat reflecțiilor multiple în interiorul barei de cuarț și avînd ca rezultat producerea unor defazaje între undele acustice componente ale unui fascicul. Rezultatul acestui fenomen de dispersie este variația decalajului de timp obținut cu frecvența de lucru. Se descriu amănunțit două metode de măsurare a decalajului de timp și anume : prima utilizează compararea pe un osciloscop a unor impulsuri de înaltă frecvență obținută de la oscilator înainte și după trecerea prin linie. A doua metodă utilizează fenomenele de reflexie de la propagarea prin linii a unor unde continui.

ROSSO, GIANFRANCO, **Circuit basculant Schmitt, echipat cu tranzistoare,** Antenna (1964), nr. 11, noiembrie pag. 478—485, 13 fig., 3 ref. bibl.

Se prezintă un circuit tipic de circuit basculant (trigher) Schmitt, arătînd prin ce se deosebește acesta de circuitul basculant monostabil și în ce domenii de aplicații este avantajoasă utilizarea lui. Urmează o analiză amănunțită a funcționării circuitului Schmitt pe baza schemelor echivalente și relații de calcul. Se determină valoarea pragului maxim și minim de tensiune care comandă basculare celor două tranzistoare ale circuitului. Din caracteristica de histerezis a tensiunii de ieșire în funcție de tensiunea de intrare se observă că funcționarea montajului este determinată de mărimea zonelor critice, adică de saturație, ale caracteristicii. Se dau indicații asupra posibilității de a reduce aceste zone, precum și asupra modului de reglare a pragului maxim și minim al semnalului de comandă. De asemenea se analizează influența variației diverselor componente. În încheiere se prezintă un circuit Schmitt realizat cu tranzistoare complementare și se compară cele două tipuri de montaje.

BANIK, A. **Studiul diferitelor scheme de amplificatoare finale,** Nachr. — Techn. 15, (1965), nr. 1, ianuarie, pag. 23—29, 14 fig., 1 tabl., 14 ref. bibl.

După o privire de ansamblu asupra tuturor tipurilor de amplificatoare finale, se arată că, în funcție de randamentul lor, se pot deosebi trei tipuri de montaje : monotact, contratimp și fără transformator. Se arată că este suficient să se studieze funcționarea în clasă A și în clasă B, celelalte situații (clasă A—B, D și clasă A cu punct de funcționare alunecător), putînd fi considerate cazuri particulare sau situații de tranziție între două moduri de funcționare studiate.

Pentru tipurile de montaje de mare randament cu funcționare în clasa A și B, se prezintă schemele echivalente care permit calculul randamentului și al relației între rezistența de sarcină, rezistența de măsurare a fiecărui etaj și dreapta de sarcină care rezultă.

După prezentarea modului în care se conectează două etaje monotact pentru obținerea unui montaj în contratimp sau fără transformator, se indică relațiile de proiectare.

JUSTER, F. **Reglajul de tonalitate fiziologic.** Radio télévision pratique, (1964), nr. 169, decembrie, pag. 13—16.

Urechea omului care poate distinge o plajă de frecvenţe acustice aproximativ între 50 ... 20 000 Hz — este din ce în ce mai puţin sensibilă la sunetele din extremităţile acestei plaje, adică la sunetele grave şi la cele acute, pe măsură ce puterea acestora scade. Dacă de exemplu pentru o putere modulată de 2 W se reglează dispozitivul de tonalitate pentru sunetele grave şi înalte astfel ca urechea să fie satisfăcută şi apoi se reduce puterea de exemplu pînă la 0,5 W, fără a se modifica reglajul de tonalitate, se constată că audiţia pare lipsită de sunete joase şi înalte.

Pentru a restabili echilibrul audiţiei pretins de ureche trebuie să se mărească amplificarea sunetelor joase şi ascuţite faţă de cele medii (cuprinse aproximativ între 300 ... 1 500 Hz). Altfel spus, supraamplificarea sunetelor joase şi înalte echivalează cu reducerea amplificării sunetelor medii.

Reglajul de tonalitate care se efectuează ţinînd seama de aceste caracteristici fiziologice ale urechii, se numeşte reglaj fiziologic sau reglaj Flechter, după numele celui care a descoperit şi stabilit legile fiziologice.

În figura 1 s-au trasat o serie de curbe pentru plaja 2 ... 20 000 Hz care cuprind caracteristicile fiziologice ale urechii. Curba *A* corespunde unei amplificări constante pentru toate frecvenţele plajei. Dacă se reduce amplificarea cu aproximativ 15 dB curba de răspuns trebuie să aibă forma curbei *B* la care se observă o reducere a amplificării mai mică decît 15 decibeli pentru sunetele joase şi înalte ; adică altfel spus o creştere a amplificării acestora faţă de sunetele medii. Dacă se împinge reducerea la 20 dB curba necesară este *C*, unde creşterea sunetelor joase şi înalte faţă de cele medii este şi mai pronunţată. În fine continuînd să se reducă amplificarea se obţin curbele *D* şi *E*.

Aceste curbe se pot obţine în două feluri :

— Reglînd amplificarea separat şi dozînd sunetele joase şi cele înalte separat prin două reglaje de tonalitate, ceea ce conduce la prevederea a trei reglaje, care trebuie să fie acţionate atunci cînd se doreşte modificarea puterii audiţiei ;

— Reglînd puterea audiţiei cu ajutorul unui reglaj fiziologic, care va modifica simultan atît puterea cît şi curba de răspuns, de aşa manieră încît să corespundă curbelor indicate în figura 1.

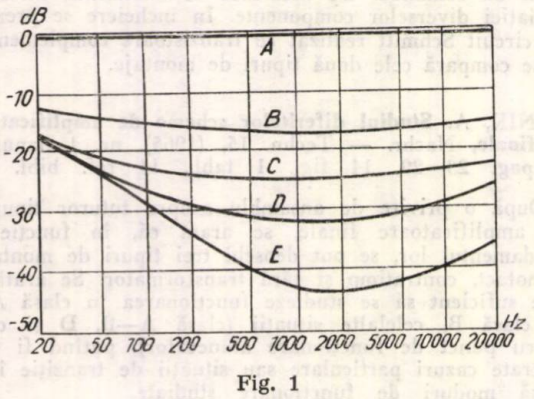



Fig. 1

După cum se poate vedea, montajul din figura 2 — foarte simplu — corespunde acestei din urmă soluţii. Deşi montajul comportă trei potenţiometre trebuie spus chiar de la început că este suficient a se acţiona asupra unuia singur, celelalte două rămînînd în poziţii ce urmează a fi stabilite după cum se va arăta.

Potenţiometrul $P_1$ comandă reglajul fiziologic. Oricare ar fi poziţia cursoarelor potenţiometrelor $P_2$ şi $P_3$, potenţiometrul $P_1$ permite să se obţină curbele din figura 1. Astfel cînd potenţiometrul $P_1$ este la maximum (cursorul spre rezistenţa de 82 kΩ) curba de răspuns este liniară şi corespunde curbei *A* din figura 1. Cînd potenţiometrul $P_1$ este la 75% din cursa totală se obţine curba *B*, la 50% se obţine curba *C*, la 25% curba *D* şi la 0% (cursorul spre condensatorul de 1 μF) se obţine curba *E*.

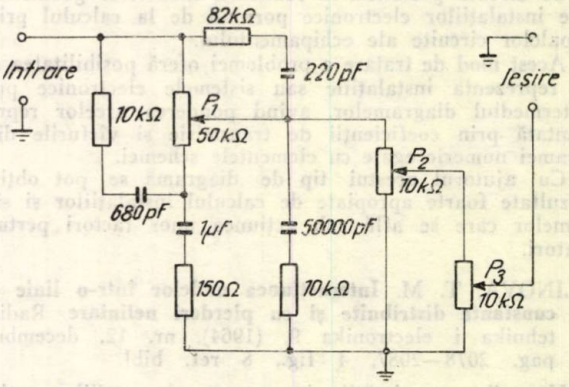



Fig. 2

Potenţiometrul $P_2$ este numit reglaj de nivel. El se reglează o dată pentru totdeauna şi serveşte să limiteze putere sonoră maximă dată de ansamblul amplificator. Pentru o poziţie determinată a cursorului potenţiometrului $P_1$ corespunde deci o putere determinată de ieşire de exemplu 0,5 W modulaţi, în timp ce amplificatorul poate să dea, după caracteristicile sale, de exemplu de la 50 mW (tranzistoare) pînă la 30 W. Reglarea potenţiometrului $P_2$ se face în condiţii reale : se duce $P_3$ la maximum şi apoi se reglează alternativ $P_1$ şi $P_2$ pînă cînd pentru o poziţie a lui $P_2$, efectul reglajului fiziologic efectuat cu $P_1$ satisface urechea celui care reglează. Poziţia în care se găseşte $P_2$, în acest moment, va rămîne fixă. Este deci posibil să se înlocuiască potenţiometrul $P_2$ printr-o rezistenţă ajustabilă. O dată găsită poziţia cea mai bună pentru $P_2$, comanda se poate face numai prin $P_1$, potenţiometrul $P_3$ putînd să rămînă la maximum în permanenţă.

Potenţiometrul $P_3$ rămîne în schemă pentru cazul cînd nu se doreşte reglajul fiziologic. În acest caz se împinge potenţiometrul $P_1$ la maximum (cursorul spre rezistenţa 82 kΩ) şi se utilizează $P_3$ ca într-un reglaj de volum clasic, potenţiometrul $P_2$ rămînînd în poziţia găsită după cum s-a arătat.

Este de remarcat, examinîndu-se curbele din figura 1 că reglajul fiziologic favorizează mai mult sunetele joase decît cele înalte, ceea ce corespunde cu caracteristicile urechii.

AUCOUTURIER, P. **Clistroane pentru emiţătoarele de mare putere ale televiziunii pe unde decimetrice,** Onde Electr. 44 (1964), nr. 452, noiembrie, pag. 1 121—1 127, 13 fig.

Emiţătoarele de televiziune pentru distanţe mari, din benzile III şi IV (470 ... 830 MHz) necesită niveluri mari ale puterii de ieşire de ordinul a zeci de kilovaţi. Klistroanele sînt foarte folosite, fiind capabile să dea puteri mari, iar factorul de amplificare mare permite folosirea unor tensiuni mici de excitaţie. S-au realizat două klistroane : F 2 008 pentru 470 ... 640 MHz şi F 2 009 pentru 590 ... 830 MHz. Ele sînt capabile să genereze o putere în înaltă frecvenţă de 30 kW cu randament mai mare de 40%. S-au efectuat încercări, caracteristicile fiind cu 20% mai mari ca cele nominale şi s-a obţinut o funcţionare la o tensiune de 20 kW cu o putere de 50 kW. La probele de focalizare s-a disipat pe colector o putere pînă la 200 kW.

RATEAU, M. **Antenele de tip panou cu fantă pentru unde decimetrice. Principii şi aplicaţii,** Onde Electr., 44, (1964), nr. 452, noiembrie, pag. 1 177—1 188, 25 fig., 7 ref. bibl.

Pînă la 400 MHz se folosesc de obicei antene de tip panou cu dipoli. Peste această frecvenţă se întrebuinţează antene panou cu fantă care au următoarele proprietăţi : *a)* caracteristici de directivitate identice cu cele ale panourilor cu patru dipoli ; *b)* bandă de trecere largă ; *c)* posibilitatea de a transmite puteri mari ; *d)* nu comportă element de simetrizare ; *e)* construcţie mecanică simplă şi robustă ; *f)* rezistenţă la coroziunea provocată de factorii atmosferici ; *g)* diagramele de radiaţie pot fi modelate. S-a realizat o antenă pentru gama de frecvenţe 460 ... 640 MHz constituită din 32 panouri cu o putere de 40 W. Polarizarea antenei este orizontală, impedanţa 50Ω, raportul de undă staţionară mai mic de 1,1 iar pentru frecvenţa imaginii mai mic ca 1,03. Cîştigul este de 16 dB, directivitatea orizontală şi verticală fiind date în diagrame.

ROŞCA, A. şi BONGARD, P. **Antena colectivă urbană din Baden,** Technische Mitteilungen P.T.T. (1965), nr. 4, aprilie, pag. 116—122, 4 fig.

În ultimii ani s-a ivit tendinţa ca în regiunile în care condiţiile de recepţie sînt proaste, alimentarea unor cartiere întregi, cu semnale radio şi de televiziune, să se facă cu ajutorul unui cîmp de antene cu performanţe mari. La aceste instalaţii este caracteristic faptul că echipamentul de amplificare al staţiei centrale nu alimentează direct reţeaua ascultătorilor ci o reţea intermediară formată din cabluri coaxiale cu pierderi mici, la care sînt racordate un număr mare de staţii de amplificare secundare. În zonele cu populaţie densă, o instalaţie de acest gen permite alimentarea a peste o mie de abonaţi.

Oraşul Baden (Elveţia), din cauza amplasării sale geografice speciale, într-un loc foarte îngust al văii Limmat, nu poate capta în mod satisfăcător emisiunile de radio şi televiziune, intensitatea cîmpurilor de recepţie fiind foarte slabă iar perturbaţiile datorite reflexiei fiind foarte mari. Instalaţia depinde de Serviciile industriale comunale însărcinate cu distribuirea apei, a gazelor şi a energiei electrice. Reţeaua de distribuţie este instalată şi întreţinută de comună, fiecare imobil fiind racordat la ea, dar instalarea şi întreţinerea liniilor din interiorul clădirilor revine locatarilor, prin personal tehnic autorizat. Sistemul este astfel conceput încît să poată prezenta avantaje atît în cazul instalaţiilor exploatate de comune cît şi în cazul alimentării unor grupuri de imobile cuprinzînd fiecare un număr mic de apartamente. Întreprinderea Siemens a construit totalitatea instalaţiei în contul Serviciilor industriale comunale. Pe toată suprafaţa care beneficiază de distribuţie nu se mai vede nici o antenă. În urma unor măsurători de mare amploare s-a determinat punctul de amplasare cea mai favorabilă a antenelor receptoare. Staţia de preamplificare este amenajată direct sub stîlpul de antenă de unde semnalele captate şi preamplificate sînt trimise printr-un cablu coaxial, de 280 m lungime, la staţia principală de amplificare, care la rîndul său alimentează, prin două reţele constituite din cabluri şi armături cu pierderi mici, 16 staţii de amplificare. Fiecare din acestea alimentează, la rîndul ei, prin cabluri coaxiale de dimensiuni obişnuite, cîte 150 de racorduri la imobile care au în prezent cîte 100 abonaţi.

În afara semnalelor transmise pe unde lungi, medii şi scurte, (0,15 ... 20 MHz) antena complexă captează emisiunile radio pe UUS provenind din două direcţii principale precum şi două programe de televiziune. În timp ce pentru recepţionarea emiţătoarelor de radio în MA a fost suficientă o antenă cu caracteristică omnidirecţională, recepţionarea emiţătoarelor UUS a necesitat două antene Yagi cu 3 şi 4 elemente şi cu mai multe direcţii principale de radiaţii, unite printr-un dispozitiv de cuplare de direcţie. În circuitele de antene, filtre de blocare selective se opun perturbaţiilor cauzate de recepţia multiplă a anumitor semnale. Antenele Yagi, cu efect directiv accentuat, împreună cu blocajul selectiv mare al canalelor adiacente, permit captarea corectă a tuturor semnalelor pe UUS, elveţiene sau străine, asigurînd o recepţie de foarte bună calitate.

Semnalele celor două canale de televiziune, după preamplificare, sînt transmise printr-o ramificaţie SAZ 769 la cablul de plecare. O cutie specială de joncţiune permite controlarea semnalului la ieşirea din preamplificatorul de antenă la care se pot racorda în paralel două cabluri coaxiale de 60Ω (s-a racordat în prezent unul singur, de 280 m lungime, celelalte ieşiri fiind puse pe rezistenţe de sarcină şi ţinute în rezervă). Staţia de amplificare principală situată în afara oraşului, dotată cu o serie de amplificatoare care acoperă toată gama de frecvenţe interesată precum şi aparatura de control, are ieşirea pe două antene de distribuţie, care asigură alimentarea celor 16 staţii de amplificare secundare, situate în oraş, dotate la rîndul lor cu amplificatoare şi dispozitive pentru reglarea nivelului de amplificare.

Rezultatele bune obţinute în cursul unei exploatări de mai multe luni, precum şi faptul că şi alte localităţi au comandat instalaţii asemănătoare, confirmă interesul pentru această nouă soluţie de antenă de mare capacitate.

FENWICK, R. C. **O nouă clasă de antene de lungime electrică mică,** IEEE transactions on Antennas and Propagation, AP 13, (1965), nr. 3, mai, pag. 379—383, 10 fig., 1 tab.

Pornind de la linia paralelă cu solul (antena Beveridge) închisă pe o impedanţă $Z_T$ se propune reducerea dimensiunilor ei prin răsucirea părţii orizontale în spirală în planul orizontal, cele două porţiuni verticale păstrîndu-se. Impedanţa caracteristică depinde de transformarea de impedanţe realizată de reţeaua spirală. Lărgimea de bandă este invers proporţională cu impedanţa caracteristică.

Se pot imagina foarte multe forme de reţea orizontală : în spirală cu colţuri, în dublă spirală, cu fire paralele parcurse de curent în sens contrar, diverse combinaţii între acestea ; de asemenea, se pot adopta înfăşurări neplane, de exemplu două elice de sens contrar pe un cilindru cu ax orizontal, sau pe un tor.

S-au realizat astfel de antene pentru banda undelor decametrice, cu cîştiguri negative de 1-4 dB faţă de un radiator vertical scurt. Antenele sînt de bandă îngustă, iar frecvenţa lor de acord depinde foarte mult, la dimensiuni egale, de forma înfăşurării şi frecvenţa de rezonanţă cea mai joasă, pentru un fir de lungime totală $\lambda/2$, se obţine dacă sensul înfăşurării se schimbă la mijlocul firului, aşa încît curenţii din firele paralele vecine să fie de acelaşi sens în toată spirala.

Măsurile făcute au verificat destul de bine valorile calculate pentru rezistenţa de intrare, cîştig şi lungime de bandă.

BENJAMIN, R. **Progrese recente în tehnica radiolocaţiei,** Electron. Power, 10, (1964), nr. 12, decembrie, pag. 435—438, 8 fig.

Principalele progrese urmărite în radiolocaţie sînt concordanţa în reprezentarea ecoului, vizibilitate în condiţii de paraziţi, rezolvarea mărimii şi formei ţintelor, precizia de poziţie şi viteză, mărirea domeniului, siguranţa de funcţionare şi rezistenţa la interferenţă. Primele patru cerinţe implică utilizarea de lungimi scurte de impulsuri, echivalente cu lungimea elementelor componente de reflexie a ţintei. Un domeniu mai larg necesită însă sporirea energiei impulsurilor, iar siguranţa de funcţionare nu permite comprimarea acestei energii în impulsuri mai scurte. În fine, la viteze mici de repetiţie în formaţia Doppler implică utilizarea exclusivă a impulsurilor foarte lungi.

Pentru a face faţă acestor cerinţe contradictorii, au fost elaborate metode pentru transformarea impulsurilor scurte în semnale de transmisie de lungime mare, modulate şi pentru comprimarea din nou în impulsuri scurte a semnalelor recepţionate. Sînt descrise metodele şi apa-

ratajul realizat în acest scop, precum și metodele pentru înlăturarea diferitelor interferențe.

SLAUSON, WILLIAM, C. **Înlocuirea oțelului cu siliciu prin oțel moale laminat în miezurile releelor telefonice,** Bell Syst. Techn., 43, 1964, nr. 6, noiembrie, pag. 2 905—2 934, 23 fig., 2 tabl., 2 ref. bibl.

Autorul descrie studiile analitice și experimentale întreprinse pentru a se determina dacă la fabricarea miezurilor pentru relee telefonice se poate înlocui oțelul cu adaos de 1% siliciu printr-un oțel moale.

Această înlocuire este avantajoasă atît din punct de vedere al prețului de cost, cît și al reducerii uzurii sculelor cu care se confecționează miezurile. Performanțele releelor nu se înrăutățesc dacă noul miez se execută prin două laminări. Se îmbunătățesc însă posibilitățile de disipare a căldurii, iar rezistența la coroziune și durata de viață își păstrează valorile. Rezultatele experiențelor efectuate sînt exprimate sub formă de curbe.

Înlocuirea poate permite realizarea de mari economii anual în special dacă această înlocuire de material se va extinde și la tipuri speciale de relee. Problema este încă în studiu.

SCHIBLI, W. **Înregistrarea tarifelor la centrala telefonică a expoziției elvețiene de la Lausanne,** Tech. Mitt. PTT, 42, (1964), nr. 9, septembrie, pag. 355—359, 4 fig., 1 tabl.

O centrală telefonică automată SKW 1 000 a deservit traficul telefonic al Expoziției elvețiene din Lausanne. Taxele care trebuie facturate fiecărui abonat erau înregistrate pe cartele perforate, pe care se indica numărul postului intern, taxele, numărul cerut, data și ora, în cod și în scriere normală. Se prezintă schema-bloc a instalației și sistemele de perforare a cartelelor, indicîndu-se sumar modul de funcționare a ansamblului. Se indică posibilitățile de folosire a centralei (ieșire rapidă cu O ; stabilirea rapidă a legăturii ; stabilirea legăturii la cerere : convorbiri internaționale cu alegere directă, transmiterea telegramelor etc.) și rezultatele statistice obținute în exploatare.

SPÎNU, G. A. **Problemele automatizării proiectării proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor numerice,** Avtomatika i pribostranie (1964), nr. 4, oct.-dec., pag. 14—17, 1 fig., 2 ref. bibl.

De curînd au fost elaborate noi procedee de automatizare a pregătirii tehnologice a producției, în care se folosesc metode de codificare a informației inițiale, inclusiv a abaterilor din desene (partea geometrică și cea tehnologică), date privind sculele și utilajul necesar, semifabricatele etc. La baza acestor metode se găsesc algoritmi care permit rezolvarea rațională sau optimă a procesului. La stabilirea unor metode concrete de aplicat în producție, este necesar să se folosească procedeele matematice moderne (programarea liniară și dinamică, cu luarea în evidență a dependențelor funcționale precise, ținîndu-se seama de posibilitățile și de particularitățile calculatoarelor numerice). Pe baza lor se întocmește algoritmul și apoi programul de efectuare a calculelor. La ieșirea calculatorului, datele se obțin sub formă tipărită sau, în unele cazuri, informația este transmisă direct la mașinile unelte cu comandă numerică ; se fac studii pentru realizarea unor mașini de desenat automate. Noul procedeu este rapid, asigură obținerea unei construcții optime și folosirea procesului tehnologic.

GONDESEN, K. E. **Cerințe tehnice față de filmul de televiziune,** Kinotechnik, 18, (1964), nr. 11, noiembrie, pag. 269—275, 15 fig., 6 ref. bibl.

În cazul transmisiei unui film cu ajutorul televiziunii, atît tehnica filmării cît și aceea de televiziune trebuie să fie ajustate, pentru a obține calitatea optimă. Pentru a caracteriza mai bine canalul complet de transmisie, de la negativul folosit pînă la ecranul televizorului, autorul folosește noțiunile clasice ale teoriei informației aplicate la lanțul tehnologic concret ; curba de transfer a frecvenței ; raportul semnal/zgomot și zgomot de fond de granulație. Se arată că datorită complexității procesului, toleranțele tehnologice sînt mai strînse și în general, se cere un contrast ușor scăzut al imaginii pe peliculă. Se demonstrează și se ilustrează, că procedeul reversibil dă rezultate mult mai bune, mai ales sub aspectul granulației și rezoluției, datorită eliminării granulelor mari din imagine și dispariției unei operații de copiere. În încheiere se dau unele recomandări privind munca operatorului la realizarea unor filme destinate exclusiv televiziunii.

# *Recenzie*

Prof. ing. S. Condrea, Prof. ing. P. Postelnicu, Ing. I. Uidilă, Ing. Gh. Trifu.

**Telefonie la mare distanță,** București, Editura Tehnică, 1965, 452 pag., 402 fig., 135 ref. bibl.

Lucrarea expune principiile de bază ale telefoniei la mare distanță analizînd metodele, procedeele și unele dispozitive utilizate în acest domeniu al tehnicii. Fiind elaborată de un colectiv de specialiști cu experiență în munca de cercetare, proiectare și în exploatare, lucrarea se caracterizează atît printr-o abordare generală a problemelor de telecomunicații, cît și prin particularizarea acestora la specificul sistemelor multiple, utilizate în telefonia la mare distanță.

În primul capitol se arată care sînt aspectele principale ale telefoniei la mare distanță și în ce constau particularitățile acestor transmisiuni. În următoarele două capitole se prezintă principiile pe baza cărora sînt construite sistemele actuale de telecomunicații, atît în cazul transmisiunilor cu diviziunea căilor în frecvență, cît și în cazul sistemelor mai noi, cu diviziune în timp sau în fază. Se arată pe scurt principiile ce stau la baza comunicațiilor sintetice. În continuare se studiază în amănunt sistemele telefonice cu modulație de amplitudine, devenite clasice în telefonia la mare distanță.

Capitolul 4 este consacrat principalelor elemente pasive ce alcătuiesc sistemele de telefonie multiplă (filtre, egalizoare, echilibroare, defazoare). Acestea sînt studiate funcțional precizîndu-se locul lor în lanțul de transmisiuni. Se prezintă relații de proiectare bazate pe teoria modernă a sintezei circuitelor. Se dau exemple concrete de calcul.

În capitolul 5 se studiază amplificatoarele de frecvență joasă și cele de înaltă frecvență, ținîndu-se seama de cerințele specifice sistemelor telefonice multiple. Se analizează schemele uzuale de amplificatoare cu tuburi și tranzistoare. Se studiază stabilitatea amplificatoarelor cu reacție. Se prezintă metode de proiectare a amplificatoarelor însoțite de numeroase exemple de calcul.

În capitolul 6 se tratează problema translației frecvențelor. Se studiază schemele de modulatoare și demodulatoare cu elemente neliniare, analizîndu-se posibilitatea eliminării purtătorului în schema de modulare. Se arată care sînt distorsiunile neliniare produse de modulator și cum pot fi acestea reduse. Se indică metodele de calcul al modulatoarelor utilizate în sistemele de curenți purtători. În afara metodelor clasice de translație a frecvențelor se prezintă cele mai recente metode de translație a frecvențelor prin dublă modulare și defazare în scopul obținerii unei benzi laterale unice.

Capitolul 7 este consacrat oscilatoarelor şi generatoarelor de armonici folosite în telefonie. Se studiază oscilatoarele LC şi RC cu tuburi şi tranzistoare indicîndu-se care sînt schemele practice utilizate pentru obţinerea frecvenţelor de semnalizare şi apel. Se prezintă cîteva scheme cu o bună stabilitate a frecvenţei (cu rezonator de cuarţ) necesare în scopul producerii frecvenţelor purtătoare şi a frecvenţelor pilot. Se analizează tipurile de generatoare de armonici şi generatoarele de undă dreptunghiulară utilizate pentru producerea semnalelor de purtător. Se stabilesc formule de dimensionare ce permit proiectarea diferitelor tipuri de generatoare pentru sistemele multicăi.

În capitolul 8 se analizează dispozitivele de protecţie contra distorsiunilor şi a perturbaţiilor cum sînt limitatoarele de amplitudine, suprimătoarele de ecou, compandoarele. Se dau metode de calcul pentru proiectarea acestor dispozitive. Se studiază posibilităţile şi avantajele transmisiunilor telefonice cu amplitudine constantă.

Deşi lucrarea este elaborată de un colectiv de autori, aceasta se caracterizează prin unitate şi claritate. Se prezintă concis, într-o formă accesibilă atît chestiunile devenite clasice în transmisiunile la mare distanţă cît şi problemele cele mai moderne.

În rezumat se arată că lucrarea se adresează „inginerilor care lucrează în sectoarele telecomunicaţiilor şi telemecanizării". Datorită prezentării ştiinţifice a problemelor şi a relaţiilor de proiectare cartea poate fi utilă şi studenţilor de la facultăţile de specialitate.

Ing. ADELAIDA MATEESCU

## Numărul 1/1965 al revistei L'Onde Électrique

Primul număr din acest an al revistei L'Onde Electrique este consacrat zgomotului în microunde, unde infraroşii şi unde luminoase şi sintetizează stadiul actual în domeniul amplificatoarelor şi oscilatoarelor cu zgomot redus. Editorialul subliniază revoluţia produsă în tehnica microundelor, acum un deceniu, prin inventarea aproape simultană a dispozitivelor cuantice, amplificatoarelor parametrice şi diodelor tunel, şi afirmă caracterul aplicativ al contribuţiilor prezentate. Prin bogăţia materialului expus şi coerenţa planului general, acest număr al revistei poate fi considerat o lucrare monografică.

Articolul introductiv, de ing. Le Mezec, expune bazele teoretice necesare pentru a urmări celelalte contribuţii : cauzele zgomotelor, definiţia temperaturii de zgomot şi a factorului de zgomot, relaţia între amplificarea unui cuadripol activ şi factorul său de zgomot, apariţia factorului hv în loc de kT în expresia puterii de zgomot la frecvenţe foarte înalte — ceea ce reprezintă preponderenţa aspectului cuantic asupra celui termodinamic — noţiunile de semnal minim detectabil (egal în putere cu zgomotul) şi de detectivitate (inversul puterii de zgomot). Articolul următor, al lui Houssin, J., este o prelegere despre sursele de zgomot — cosmic, terestru, al liniilor şi circuitelor, al amplificatoarelor — îmbogăţită cu ultimele descoperiri ale radioastronomiei şi geofizicii. Al treilea articol, al lui Ruppli, M., prezintă trei metode de măsurare a puterilor de zgomot mici : cu ajutorul a două surse de zgomot, cu un tub generator de zgomot, cu acelaşi tub şi un cuplor directiv. Urmează un singur articol, al lui Delphin, P. despre un tub electronic cu zgomot redus : tubul cu undă progresivă TPO 101, cu răcire energică şi o geometrie complexă a elicei, atingînd o cifră de zgomot de 4 dB şi o bandă de 0,25 ... 1 octavă.

Articolele următoare tratează despre masere — realizarea temperaturilor negative ca echivalent termodinamic al efectului maser, apropierea de factorul de zgomot zero şi limitarea utilizării acestei performanţe în practică din cauza ghidurilor şi circulatoarelor, banda îngustă realizabilă, metode de măsură a caracteristicilor maserului.

În continuare, Poitevin, J. dezvoltă o introducere în teoria fenomenelor neliniare în microunde, distingînd nelinearităţi ale lui $\varepsilon$, $\mu$ sau $\gamma$ ; studiază comportarea semnalelor slabe (detectie şi amestec), interacţiunea unui semnal puternic cu unul slab (amplificare şi amestec parametrice) şi detaliază modul de realizare a elementelor neliniare ca diode semiconductoare. Urmează două articole despre amplificarea parametrică : domeniile ei de aplicare şi posibilităţile de perfecţionare prin îmbunătăţirea răcirii şi a cuplajului cu restul echipamentului ; studiul amplificatoarelor parametrice cu diode semiconductoare.

În articolul despre receptoarele cu diode tunel, al lui Colin, J., se prezintă cîteva realizări de diode tunel, funcţionarea schimbătoarelor de frecvenţă şi amplificatoarelor echipate cu aceste dispozitive, cîştigul, zgomotul şi banda ce se obţin, insistînd asupra economicităţii şi uşurinţei de adaptare la echipamentul clasic. Un articol al lui Deray reia comparativ problema zgomotului semiconductoarelor cu rezistenţă neliniară utilizate la detecţie sau amestec, tratînd în special diodele cu vîrf, diodele PNP cu efect de străpungere, diodele tunel şi expunînd numeroase rezultate experimentale.

Un studiu asupra spectrului de zgomot al oscilatoarelor din domeniul hiperfrecvenţelor, de R. Juillerat, redă măsurătorile făcute asupra unor clistroane la 35 GHz.

Din domeniul undelor milimetrice se descrie detectorul cu InSb bazat pe fotoconductibilitatea acestei sări la temperaturi foarte joase în prezenţa unui cîmp magnetic puternic. Cîteva articole tratează detecţia fotoelectrică şi fotoparametrică a undelor luminoase modulate în amplitudine ; ultimul articol se ocupă de o categorie specifică de zgomot, zgomotul de incoerenţă, datorit interferenţei componentelor cu faze aleatorii stabilind limitele de utilizare a modulaţiei de amplitudine pentru undele incoerente.

# *Muncitori, ingineri, tehnicieni!*

EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR publică broşuri şi cărţi tehnice în următoarele domenii ale tehnicii şi ştiinţelor aplicate:

— transporturi feroviare
— transporturi auto
— transporturi maritime şi fluviale
— transporturi aeriene
— poştă
— telecomunicaţii
— electronică şi automatică aplicată în activitatea de transport
— întreţinerea şi exploatarea căilor rutiere

Cărţile apărute în EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR se pot procura:

— din librării
— prin difuzorii de cărţi din unităţile M.T.Tc.
— direct (sau prin mandat poştal) de la Editura Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, calea Griviţei nr. 193 B.

Pentru a contribui la îmbunătăţirea activităţii editoriale trimiteţi observaţiile şi propunerile dv. la:

EDITURA TRANSPORTURILOR ŞI TELECOMUNICAŢIILOR

CALEA GRIVIŢEI Nr. 193 B — BUCUREŞTI

## CONTENTS

C.Z. 621.395.49

Ştefănescu, S. and Sinnreich, H.: **Telegraph equipment for the carrier-frequency system ST-3.**

There are described the equipment for telegraph channels elaborated for the openwire 3-channel telephone system ST-3 and the protection circuits neaded for stimultaneous working of telephone and telegraph channels.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 12, p. 481

C.Z. 621.372.832.6

Raicu, D.: **A new hybrid for microwaves.**

It is proposed and achieved a hybrid diplexer for leading two different frequency waves into the same wavwguide or for thei separation. The total power transfer from one wavwguide to the another at one frequency and no transfer in the opposite sense to the another frequency are reached choosing the critical frequency of one wayeguide between the two given frequencies. The experimental results conform the theoretical calculations and the obtained performances auswers to the prescribed requirements.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 12, p. 489

C.Z. 621.319.4

Ristea, T., Sandor, E. and Costorel, C.: **The electroytic capacitor with Ta-Nb and solid electrolite.**

Various modern constructive types of capacitors are are exposed physical and chemical principles and are exposep physical and chemical principles and the manufacturing technology of the Ta-Nb electrolytic capacitors. Finally, some experimental results concerning the roumanian protoypes are given.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 12, p. 497

C.Z. 621.319.4—181.5

Cojocaru, Th.: **Micromianiaturization of the capacitors used in the radio and electronics.**

The paper exhibits the fabrication methods of the capacitors for electronic microcircuits, the technology of the plate and deposit dielectrics and the manner of joining the microcapacitor components.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 12, p. 504

C.Z. 621.395.344.6

Boboc, P.: **The automatic telephone switching system Crossbar Pentaconta 1000 (III-rd part).**

The third part deals with the functionment principle of the Crossbar Pentaconta system.

Telecomunicaţii, Bucharest, 9 (1965), nr. 12, p. 512

## SOMMAIRE

C.Z. 621.395.49

Ştefănescu, S. et Sinnreich, H.: **Equipement télégraphique pour le système à courants porteurs ST-3.**

On décrit l'équipement de voies télégraphiques élaboré pour le système à courants porteurs sur lignes aériennes à 3 voies télégraphiques ST-3, ainsi que les circuits de protection nécessaires pour le fonctionnement commun des voies téléphoniques et télégraphiques.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), nr. 12, p. 481

C.Z. 621.372.832.6

Raicu, D.: **Un nouveau hybride pour microondes.**

Afin d'introduire deux ondes à longueurs d'onde différentes dans le même guide d'ondes ou de les séparer, on a proposé et réalisé un élément hybride ayant le rôl de diplexeur. On obtient un transfert de puissance complet dans un sens et pour une fréquence et un transfert nul dans le sens opposé et pour une autre fréquence en choisissant la fréquence critique d'un guide entre les deux fréquences données. Les résultats expérimentaux confirment les calculs théoriques et les performances obtenues sont satisfaisantes.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), nr. 12, p. 489

C.Z. 621.319.4

Ristea, I., Sandor, E. et Costorel, C.: **Le condenseur électrolytique à Ta-Nb et électrolyte solide.**

On décrit les divers types constructifs modernes de condenseurs, notamment les types miniature et on expose les principes physiques et chimiques et la téchnologie de fabrication des condenseurs électrolytiques à tantal et niobium. Enfin, quelques résultats expérimentaux concernant les protoypes roumains sont donnes.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), nr. 12, p. 497

C.Z. 621.319.4—181.5

Cojocaru, Th.: **La microminiaturisation des condenseurs utilisés dans la radioélectronique.**

L'article expose les méthodes de fabrication des condenseurs pour des microcircuits électroniques, la technologie des diélectriques à plaquettes, des diélectriques réalisés par déposition et des diélectriques sémiconducteurs, ainsi que le mode de réunion des parties composantes du microcondenseur.

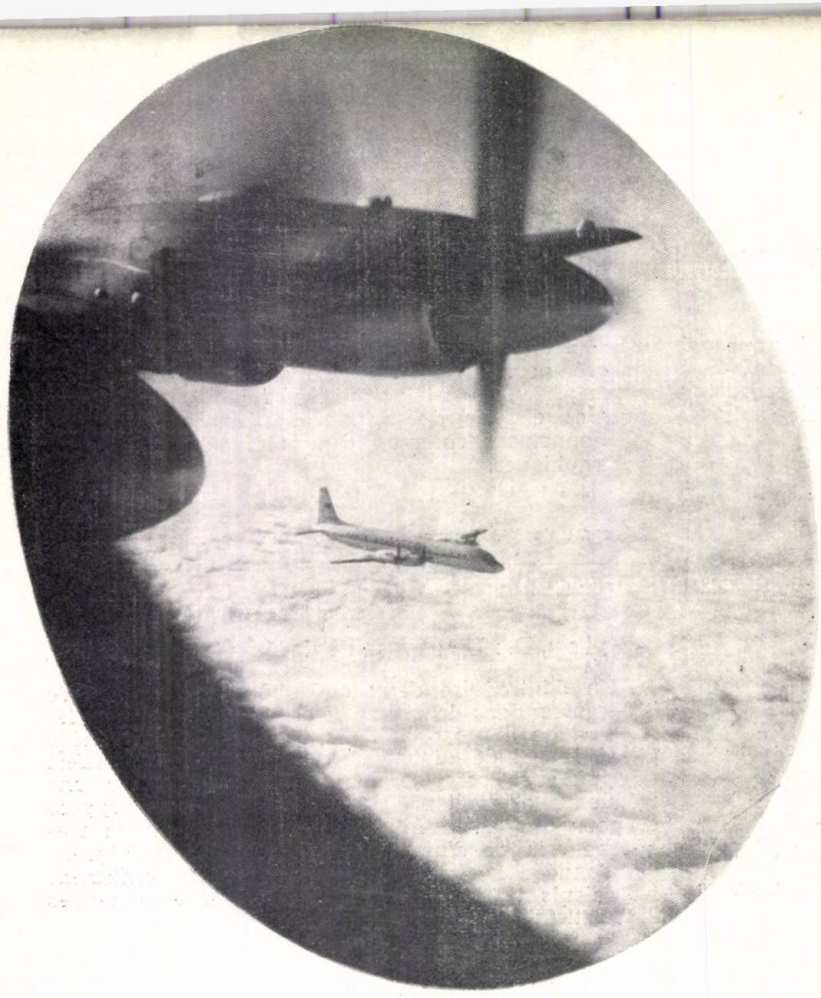
Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), nr. 12, p. 504

C.Z. 621.395.344.6

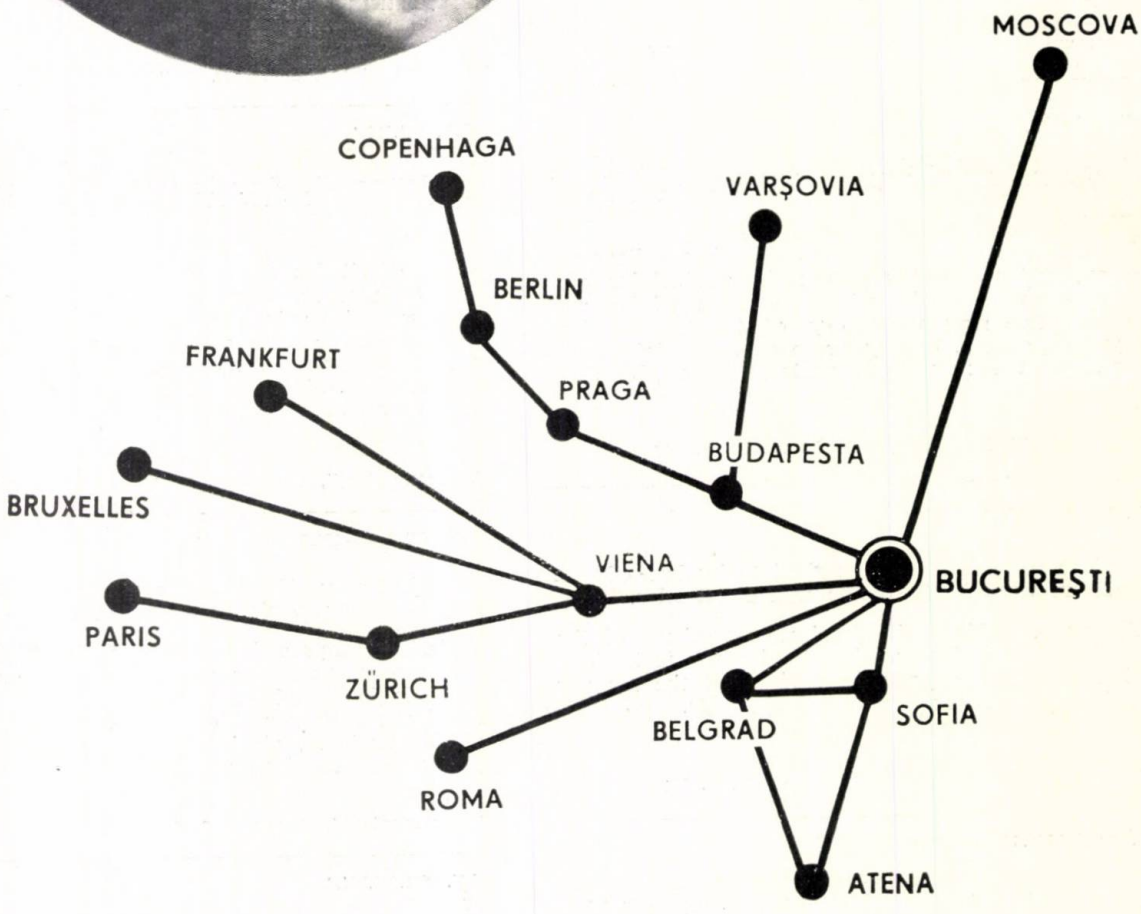
Boboc, P.: **Le système de commutation téléphonique automatique „Crossbar Pentaconta 1000"**

Comme suite des articles precedents on décrit le principe de fonctionnement de l'équipement Crossbar Pentaconta 1000.

Telecomunicaţii, Bucarest, 9 (1965), nr. 12, p. 512



CĂLĂTORIA CU AVIONUL
TRANSFORMĂ DISTANŢELE
OBOSITOARE ÎN MINUTE
DE ZBOR PLĂCUT




ORICE INFORMAŢIE PRIVIND CĂLĂTORIA DV. CU AVIONUL
ÎN ŢARĂ SAU STRĂINĂTATE LE PUTEŢI OBŢINE LA AGENŢIILE

**tarom**

TRANSPORTURILE AERIENE ROMÂNE

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

nicm

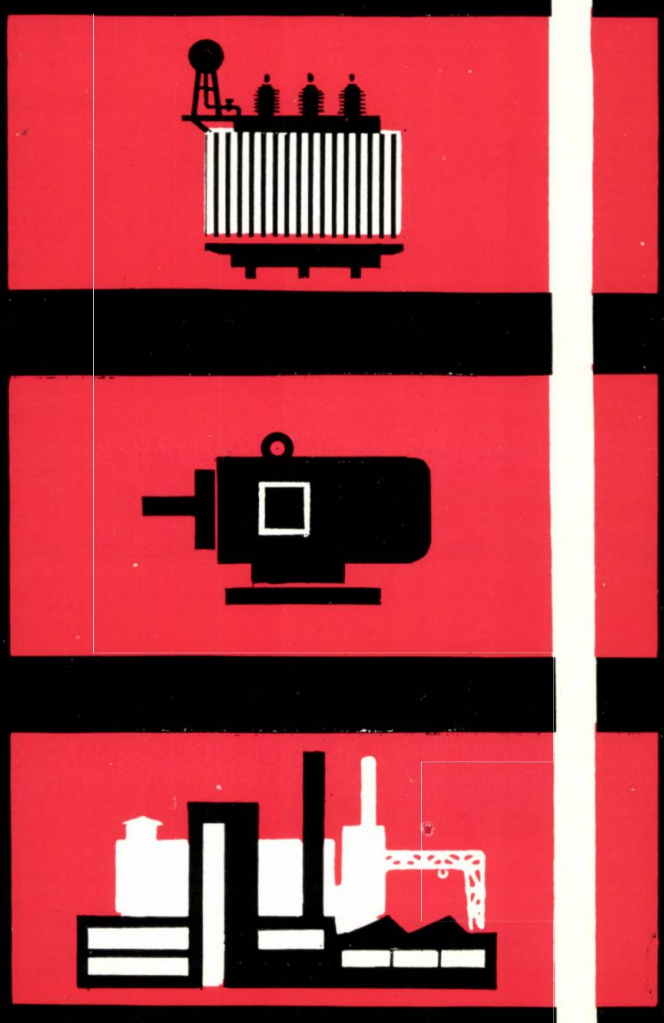
# ICPE

**INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ**

Bucureşti, Bd. T. Vladimirescu 45
tel. 16.41.40 — 16.41.48

rimește comenzi de cercetare și roiectare, cu profil electrotehnic, entru toate sectoarele economice in țară.

Institutul execută studii, încercări, mologări și execuții de prototipuri in domeniul mașinilor și transfor-natoarelor electrice, aparatelor de oasă și înaltă tensiune, acționărilor lectrice, schemelor complexe elec-rice și electronice, climatizării pro-uselor industriale, calculelor cu aşini electronice, materialelor lectrotehnice, precum și proiectări entru uzine și fabrici cu acest rofil.

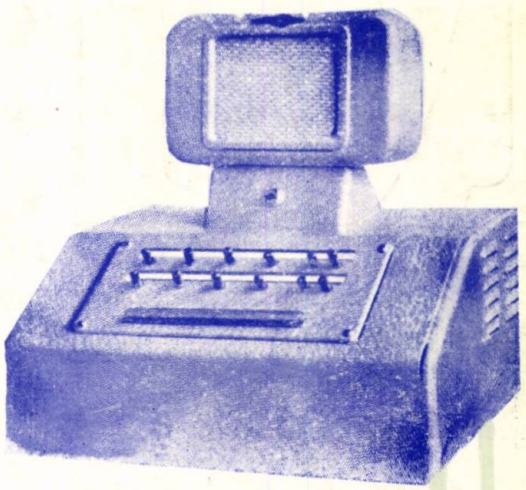


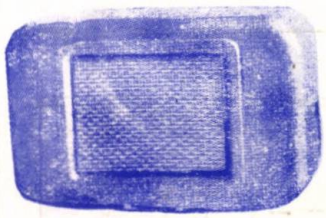
# TELECONSTRUCȚIA

1966 MAR 1

ÎNTREPRINDERE SPECIALIZATĂ ÎN LUCRĂRI DE TELECOMUNICAȚII, EXECUTĂ LA INSTITUȚII, ÎNTREPRINDERI, UZINE, ȘI COMPLEXE INDUSTRIALE, CELE MAI MODERNE INSTALAȚII DE TELECOMUNICAȚII CA :

- TELEFONIZARE
- DISPECERAT
- INTERFON
- SONORIZARE
- CEASOFICARE





44 201

cd. 4336

Lei 5